



RLNC*2023

18 - 20 апреля 2023 г.

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

Том 1

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

Физический факультет

АО «КОНЦЕРН “СОЗВЕЗДИЕ”»

РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

Сборник трудов

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

Т о м 1

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2023

УДК 621.37
ББК 32
Р15

Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиопрофики ВГУ (г. Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.) : в 5 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2023.
ISBN 978-5-9273-3706-4

Т. 1. – 2023. – 446 с.
ISBN 978-5-9273-3707-1

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

УДК 621.37
ББК 32

ISBN 978-5-9273-3707-1 (т. 1)
ISBN 978-5-9273-3706-4

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

СОДЕРЖАНИЕ

Том 1

Пленарные доклады

ИННОВАЦИОННЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕНИЯ ДЛЯ СИСТЕМ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ
Д. С. Ключев, А. М. Нещерет, Ю. В. Соколова.....1

НОВОЕ В НАУЧНЫХ ИССЛЕДОВАНИЯХ В ИНТЕРЕСАХ ЦИФРОВОЙ ТРАНСФОРМАЦИИ
А. А. Зацаринный.....6

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

АНАЛИЗ И ОЦЕНКА БЕЗОПАСНОСТИ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОННОГО
ДОКУМЕНТООБОРОТА
Д. А. Иванов, А. П. Кива, А. А. Ярош.....17

АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ КАНАЛОВ КОМПЕНСАЦИИ ПАРАЗИТНОЙ УГЛОВОЙ
МОДУЛЯЦИИ ВОЗБУДИТЕЛЕЙ БОРТОВЫХ КОМПЛЕКСОВ СРЕДСТВ СВЯЗИ
А. В. Леньшин, Т. В. Матуразова, А. Д. Мушин.....26

АРХИТЕКТУРЫ ДВУХТОЧЕЧНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ С КАНАЛАМИ
КОМПЕНСАЦИИ ИСКАЖЕНИЙ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО МОДУЛЯТОРА
А. В. Леньшин, М. В. Матуразов, Д. Д. Репин36

ВЕРИФИКАЦИЯ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ И ПРОВЕРКА
РАБОТОСПОСОБНОСТИ ТЕХНОЛОГИИ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ПЕРЕДАЧИ
ДАННЫХ НА ОСНОВЕ OFDM И БАНКА ФИЛЬТРОВ
П. Ф. Никишкин45

ВОССТАНОВЛЕНИЕ ОТСЧЕТОВ РАВНОМЕРНО ДИСКРЕТИЗИРОВАННОГО
СИГНАЛА НА ОСНОВЕ АВТОРЕГРЕССИОННЫХ МОДЕЛЕЙ ПРЯМОГО И
ОБРАТНОГО ПРОГНОЗИРОВАНИЯ
В. Н. Якимов..... 51

ВРЕМЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ПЕРЕСТАНОВОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ ПРИ
ЗАЩИТЕ ДАННЫХ ОТ ОШИБОК
А. С. Аль-Месри, С. В. Шахтанов58

ВЫЯВЛЕНИЕ И БЛОКИРОВКА ТЕХНИЧЕСКИХ КАНАЛОВ УТЕЧКИ
ИНФОРМАЦИИ НА ОБЪЕКТЕ ИНФОРМАТИЗАЦИИ
У. К. Зулинов, Д. А. Иванов, В. А. Харькин, К. В. Яцук.....68

ЗАЩИТА СОВРЕМЕННЫХ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ УКВ-ДИАПАЗОНА ОТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ Э. В. Аведян, Д. А. Иванов, Ю. В. Кандрашов.....	74
ИССЛЕДОВАНИЕ ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ С НЕРАВНОМЕРНО РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СЛУЧАЙНОЙ ФАЗОЙ В ШУМАХ Ю. С. Радченко, С. С. Родионов	83
КИБЕРБЕЗОПАСНОСТЬ БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ И. А. Байгуглина, А. Ю. Замятин	91
КОМПЛЕКСНАЯ ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА ПРИ ОТСУТСТВИИ ШУМОВ В КАНАЛЕ СВЯЗИ А. А. Калининский, В. И. Парфенов	102
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ СВЯЗИ К. И. Шефер.....	109
МЕТОДИКА ВЫБОРА ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЦИФРОВОГО ДЕМОДУЛЯТОРА ЧМ-СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ СИСТЕМЫ ФАПЧ ВТОРОГО ПОРЯДКА ВТОРОГО ТИПА А. В. Гречишкин, Д. Н. Рахманин, А. Е. Рудь, Л. Э. Черноиванов	117
МОДЕЛЬ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПРИЕМА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ Ю. В. Андреев.....	128
НЕОРТОГОНАЛЬНОЕ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ В НИСХОДЯЩЕМ КАНАЛЕ МНОЖЕСТВЕННЫЕ ДОСТУПА В ОБЛАСТИ МОЩНОСТИ В СИСТЕМАХ 5G И 6G А. Исса, А. С. Ишимов, Н. В. Савищенко	137
НЕОРТОГОНАЛЬНЫЙ МНОЖЕСТВЕННЫЙ ДОСТУП В ОБЛАСТИ МОЩНОСТИ В СИСТЕМАХ 5G И 6G А. Исса, А. С. Ишимов, Н. В. Савищенко.....	145
О ПРОБЛЕМАХ ТЕСТИРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ Т. В. Аветисян, И. Я. Львович, Я. Е. Львович, А. П. Преображенский, Ю. П. Преображенский	156
О ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРА СИГНАЛА С УЧЕТОМ КРАЕВЫХ АНОМАЛЬНЫХ ОШИБОК А. В. Зюльков	163

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

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

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

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

Том 2

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

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

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

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ СИСТЕМЫ ВИЗУАЛИЗАЦИИ КОМПЛЕКСА СРЕДСТВ
ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ УПРАВЛЕНИЯ

Ю. В. Кондрашов, А. А. Чусов, И. А. Баталин155

СПОСОБ КОНТРОЛЯ ВЛИЯНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ НА ПЕРЕДАЧУ ДАННЫХ
ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ НА ОСНОВЕ СОВМЕСТНЫХ СТАТИСТИЧЕСКИХ
ХАРАКТЕРИСТИК

Р. Н. Хорошайлов159

СПОСОБ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ СИСТЕМАМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ,
ОСУЩЕСТВЛЯЮЩИМ РАСПОЗНАВАНИЕ ИНДИВИДУАЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ
СИГНАЛОВ, ПУТЕМ ИСКАЖЕНИЯ ФОРМЫ СИГНАЛА

О. А. Кудрявцев166

СПОСОБ СНИЖЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ,
ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ИНДИВИДУАЛЬНУЮ СТРУКТУРУ ИЗЛУЧАЕМЫХ СИГНАЛОВ

О. А. Кудрявцев172

ЦИФРОВОЙ ФОРМИРОВАТЕЛЬ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ С РАСШИРЕНИЕМ
СПЕКТРА МЕТОДОМ ПРЯМОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

А. Ю. Глухов, А. В. Исаев, Д. А. Стародубов182

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

ВЛИЯНИЕ РАДИОКАНАЛА НА НАДЕЖНОСТЬ РАБОТЫ ГИБРИДНОЙ
РАДИООПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С КООПЕРАТИВНЫМ РАЗНЕСЕНИЕМ

Р. П. Краснов188

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МАТРИЦ ЛАЗЕРНЫХ ДИОДОВ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ И
ИНФОРМАЦИИ В СВОБОДНОМ ПРОСТРАНСТВЕ

С. В. Абрамов, О. И. Клинецов, В. А. Красавин, А. В. Романец, В. С. Сперанский195

МОДЕЛИРОВАНИЕ МОЩНОСТИ ЛАЗЕРНОЙ ЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С
БИАКСИАЛЬНОЙ СХЕМОЙ И УЗКИМ ПОЛЕМ ЗРЕНИЯ

Е. А. Антонов, А. И. Калугин, Д. Н. Кочурова203

ПРЕДЛОЖЕНИЕ ПО ИСПОЛЬЗОВАНИЮ ЛАЗЕРНОЙ ЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ
ГОМОДИННОГО ТИПА ПРИ СЕЛЕКЦИИ ВИБРИРУЮЩИХ ОБЪЕКТОВ

Д. А. Дрынкин, А. Ю. Козирацкий, А. Г. Петухов209

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

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

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

ПОСТРОЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ДВИЖУЩЕЙСЯ ЦЕЛИ В РАДИОЛОКАТОРАХ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА МЕЛЛИНА А. А. Монаков.....	384
ПРАКТИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ УПРАВЛЕНИЯ МОЩНОСТЬЮ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ В РЛС Д. О. Попов, М. В. Родин.....	393
РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ПРОДОЛЬНОЙ ДЛИНЫ ПРОТЯЖЕННОГО ОБЪЕКТА А. А. Карпушкин, И. О. Пресняков	403
РАСПОЗНАВАНИЕ МАЛОРАЗМЕРНЫХ МАЛОСКОРОСТНЫХ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ ОЦЕНКИ ЭНТРОПИИ ПАРАМЕТРОВ ТРАЕКТОРИЙ Д. А. Васильев, А. Д. Ильясафов, Д. А. Пальгуев	410

Том 3

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

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ЗАГОРИЗОНТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ NOSTRADAMUS

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

СТРУКТУРНАЯ СКРЫТНОСТЬ СИГНАЛА СОВРЕМЕННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ

Л. Н. Казаков, Ж. С. Ф. Олим10

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

Г. А. Бакаева.....14

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ, ОТРАЖЕННОГО ОТ ВИБРИРУЮЩИХ ПОВЕРХНОСТЕЙ

Н. И. Беляков, А. Ф. Крячко21

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

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

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

АНАЛИЗ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

А. А. Васильченко38

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

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

ВЛИЯНИЕ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИХ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

М. В. Авдеев, Е. С. Ачкасов, С. Н. Богомоллов55

ГОЛОГРАФИЧЕСКАЯ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЯ В ГИДРОАКУСТИЧЕСКОМ ВОЛНОВОДЕ

В. М. Кузькин, Н. В. Ладыкин, Ю. В. Матвиенко, С. А. Переселков, П. В. Рыбняец,
С. А. Ткаченко, А. Ф. Щербатюк.....62

ЗАПРОСНАЯ УГЛОМЕРНО-ДАЛЬНОМЕРНАЯ ЛОКАЛЬНАЯ РАДИОНАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА

А. В. Журавлев, А. В. Смолин, И. В. Шуваев68

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ КООРДИНАТ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА НА НИЗКОЙ ОКОЛОЗЕМНОЙ ОРБИТЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СПЛАЙН-ИНТЕРПОЛЯЦИИ

В. В. Севидов74

ИНТЕРФЕРЕНЦИОННАЯ МНОГОЭЛЕМЕНТНАЯ АНТЕННА С КРИВОЛИНЕЙНОЙ АПЕРТУРОЙ ДЛЯ ПОДВОДНОГО БОКОВОГО ОБЗОРА

В. Ю. Волощенко, Е. В. Волощенко.....81

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АМПЛИТУДНОГО МЕТОДА ДАЛЬНОМЕТРИИ В СОВРЕМЕННЫХ РЛС.

В. С. Полубедов, К. К. Юсупов89

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ КООРДИНАТНО-ИНФОРМАТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ ОТ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ КВАЗИГЕОСТАЦИОНАРНОЙ ОРБИТЫ СПУТНИКОВ-РЕТРАНСЛЯТОРОВ В ЗАДАЧАХ ГЕОЛОКАЦИИ

Р. Ф. Габитов, А. А. Дружков, Н. М. Зайцев, Р. Р. Саниев.....93

КОМПЛЕКСНАЯ СИСТЕМА ИДЕНТИФИКАЦИИ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ ПРИ КОНТРОЛЕ ОПТИЧЕСКИМИ И РАДИОЛОКАЦИОННЫМИ СРЕДСТВАМИ

В. С. Полубедов, К. К. Юсупов109

КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ НА БАЗЕ УПРАВЛЯЕМЫХ ФОРМАЦИЙ БПЛА ДЛЯ КОНТРОЛЯ ОБЪЕКТОВ

А. А. Васильченко, В. С. Марюхненко, В. М. Орловский.....113

ЛОКАЛИЗАЦИЯ ДВИЖУЩЕГОСЯ ИСТОЧНИКА ЗВУКА В ПРИСУТСТВИИ ИНТЕНСИВНЫХ ВНУТРЕННИХ ВОЛН

И. М. Косенко, В. М. Кузькин, Ю. В. Матвиенко, А. С. Переселков, С. А. Переселков,
П. В. Рыбняец, С. А. Ткаченко.....118

ЛОКАЛЬНАЯ КОМПЛЕКСНАЯ НАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

А. А. Карпушкин, В. С. Марюхненко124

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

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

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

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

УЛУЧШЕНИЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОПОЛОСНОЙ СИСТЕМЫ АНТЕННА-ОБТЕКАТЕЛЬ

В. С. Виноградский, А. М. Клакович, В. Г. Кулиш, В. А. Минкин, А. П. Шадрин.....388

ФИЛЬТР ДЛЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО ХАОТИЧЕСКОГО СИГНАЛА В КАНАЛЕ С ШУМОМ

Е. В. Ефремова, Л. В. Кузьмин393

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ЗАЩИТЫ АКУСТИЧЕСКОЙ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ ОТ ЕЕ УТЕЧКИ ПО КАНАЛУ ЛАЗЕРНОГО МИКРОФОНА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВУАЛЕВЫХ ШТОР

А. В. Бердышев, Д. В. Пужкин, А. С. Щеголевых.....403

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

АДАПТИВНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ОПЕРАТИВНОЙ РЕГИСТРАЦИИ И МОДОВОГО АНАЛИЗА СВЧ-КВЧ ПОЛЯ В РАСКРЫВАХ ВОЛНОВЕДУЩИХ СТРУКТУР

Б. И. Власов, А. В. Золотухин, А. С. Кунаев412

Том 4

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

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

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

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

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

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

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

АЛГОРИТМЫ ФИЛЬТРАЦИИ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В ДВУХПОЗИЦИОННОЙ ПОДВИЖНОЙ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНОЙ СИСТЕМЕ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ РАСШИРЕННОГО И СИГМА-ТОЧЕЧНОГО ФИЛЬТРОВ КАЛМАНА	
Э. А. Кирсанов	357
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМПЛЕКСА ФОРМИРОВАНИЯ КОЛЕБАНИЙ ДЛЯ ПОСТАНОВКИ ПОМЕХ НА ОСНОВЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ХАОСА «АЙСБЕРГ 2.0» ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ КАНАЛОВ РАДИОСВЯЗИ	
И. С. Гришин, А. Р. Зайдуллин, В. А. Наумчик, И. А. Омельченко, Н. С. Хрущев	364
К ВОПРОСУ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ПРИ НАЗНАЧЕНИИ ЧАСТОТ ПОДВИЖНЫМ КОМПЛЕКСАМ РАДИОСВЯЗИ	
Ф. П. Астапенко, М. В. Богатырев, И. В. Владимиров, С. А. Житенёв, В. П. Пустовит	368
МЕАНДРОВЫЕ НАВИГАЦИОННЫЕ СИГНАЛЫ С ТРЕБУЕМОЙ ФОРМОЙ СПЕКТРА ДЛЯ ЛОКАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ	
В. В. Неровный, В. С. Радько, Д. П. Свиридов, В. В. Филоненко	373
МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ ДИПОЛЯ, ВИБРИРУЮЩЕГО ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ АКУСТИЧЕСКОЙ РЕЧЕВОЙ ВОЛНЫ	
В. Б. Авдеев, А. Н. Катруша, С. А. Катруша	383
МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫХОДНЫХ СИГНАЛОВ ОПТИМАЛЬНОГО УСТРОЙСТВА РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ	
Р. В. Антипенский, А. А. Волков, А. А. Донцов, Е. Е. Назаров.....	390
МОДЕЛЬ ОЦЕНКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ШУМОВОЙ ПОМЕХИ	
Е. Р. Антипенский.....	397
ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ И ПЕРСПЕКТИВНЫХ ЗАРУБЕЖНЫХ СРЕДСТВ БОРЬБЫ С БВС	
И. А. Байгутина, Е. Ф. Гетманская, А. В. Грознов, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля	404
ОБОСНОВАНИЕ КОЛИЧЕСТВА ПРОСТРАНСТВЕННЫХ КАНАЛОВ СИСТЕМЫ РАДИОМОНИТОРИНГА МНОГОСПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ	
Е. С. Прожеторко	414
ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ СЛОЖНЫХ ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКИХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ	
А. А. Петроченко, К. Н. Чугай.....	419

Том 5

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

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ИЗДЕЛИЙ
ПОСРЕДСТВОМ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ МАТЕРИАЛОВ
И. А. Курчанов, А. Е. Лысенко, В. В. Севидов.....1

ПРИМЕНЕНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ ПРИ ОЦЕНКЕ
ВНУТРИАППАРАТУРНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ
Д. В. Васильченко, Д. А. Пухов, М. А. Ромащенко10

ПРОСТРАНСТВЕННАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ПОМЕХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИНФОРМАЦИИ
О НАПРАВЛЕНИИ НА ИСТОЧНИК СИГНАЛА
С. И. Бабусенко, А. В. Журавлев, В. В. Кирюшкин, Е. М. Красов, В. Г. Маркин.....15

ПРОСТРАНСТВЕННОЕ ПОДАВЛЕНИЕ ПОМЕХ С ПОМОЩЬЮ МОДИФИЦИРОВАННОГО
АЛГОРИТМА ФАЗОВОЙ АДАПТАЦИИ
К. В. Буй, Ю. Н. Паршин.....21

РАДИОРАЗВЕДКА И ПОДАВЛЕНИЕ БЕСПРОВОДНЫХ ТОЧЕК СОЕДИНЕНИЯ
КОМПЛЕКСОМ «АНАЛИТИК» НА ПРОГРАММНОМ УРОВНЕ С ПРИМЕНЕНИЕМ
УСТРОЙСТВ ПЕРЕНОСИМЫХ НА БПЛА
С. Н. Горбунов, И. С. Гришин, А. Р. Зайдуллин, И. А. Омельченко, Н. С. Хрущев26

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ РАЗНОРОДНОГО РЕСУРСА СРЕДСТВ РАДИОМОНИТОРИНГА ДЛЯ
ВЫПОЛНЕНИЯ СПЕЦИАЛЬНЫХ ЗАДАЧ
И. А. Сидоренко, Д. А. Черкасов.....33

РЕЗУЛЬТАТЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ПО
МОДЕЛИРОВАНИЮ РЕЗУЛЬТАТОВ СПЕЦИАЛЬНОГО ДЕСТРУКТИВНОГО
ВОЗДЕЙСТВИЯ НА КАНАЛЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ПРИМЕНЕНИЕМ
РЕТРАНСЛЯТОРА
К. В. Никульшин, М. В. Павловский.....39

СИСТЕМА АКТИВНОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ И ВИБРАЦИОННОЙ ЗАЩИТЫ РЕЧЕВОЙ
ИНФОРМАЦИИ
В. В. Алексеев, Г. М. Гарнов, Д. А. Клинков, С. В. Романов, С. К. Толмачев45

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

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС НА ОСНОВЕ
ОПТОВОЛОКОННЫХ СЕНСОРОВ
Е. В. Богатиков, Р. Р. Лагутин, Ю. О. Семилетов, А. Н. Шебанов52

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

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

ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНАЯ АРХИТЕКТУРА АВТОНОМНОГО ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА МОНИТОРИНГА ИНФРАСТРУКТУРЫ УМНОГО ГОРОДА НА ОСНОВЕ РАЗВЕРНУТЫХ БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЕЙ	
М. А. Банкетов, И. А. Сафонов.....	211

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

АВТОМАТИЧЕСКОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВИДА И ПАРАМЕТРОВ ПРИНИМАЕМОГО СИГНАЛА В УСЛОВИЯХ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ	
М. В. Нгуен	217

ВАРИАНТ ПОСТРОЕНИЯ БОРТОВОГО КОМПЛЕКСА СВЯЗИ НА РАДИОФОТОННЫХ ЭЛЕМЕНТАХ	
А. А. Сулима	226

ДОСТИЖЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОГО ПРЕВОСХОДСТВА ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КОСМИЧЕСКИХ СРЕДСТВ СВЯЗИ, УПРАВЛЕНИЯ, РАЗВЕДЫВАТЕЛЬНОГО И НАВИГАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ	
М. С. Иванов, П. В. Рябков	231

К ВОПРОСУ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМЫ СВЯЗИ	
В. В. Алексеев, И. А. Глазкова, М. А. Ивановский.....	237

К ВОПРОСУ О НЕЙРОСЕТЕВОМ ПРЕДИКТОРЕ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ СИСТЕМЫ КОГНИТИВНОГО РАДИО НА ОСНОВЕ ЦИФРОВОЙ МОДЕЛИ ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКИ	
Н. С. Береснев, А. Н. Голубинский, Н. М. Рябков	243

К ВОПРОСУ О ПОВЫШЕНИИ ДОСТОВЕРНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В КАНАЛАХ НИЗКОГО КАЧЕСТВА	
А. А. Павлович, А. С. Присяжнюк	249

К ВОПРОСУ О ФОРМИРОВАНИИ ПОЛОСОВОГО ШУМА ДЛЯ ЦИФРОВОЙ МОДЕЛИ ПОМЕХОВО-ШУМОВОЙ ОБСТАНОВКИ КОГНИТИВНОЙ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ	
А. Н. Голубинский, Н. М. Рябков.....	253

КРИТЕРИЙ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ АВТОМАТИЗАЦИИ	
А. В. Коровин, В. Р. Осипов, В. Н. Петухов.....	259

МЕТОДИКА ФУНКЦИОНАЛЬНОГО КОНТРОЛЯ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ НА ОСНОВЕ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО АНАЛИЗА ДАННЫХ	
В. В. Аллакин, А. А. Павлович, М. В. Голунов	264

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

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

ИННОВАЦИОННЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕНИЯ ДЛЯ СИСТЕМ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ

Д. С. Ключев, А. М. Нещерет

Поволжский государственный университет
телекоммуникаций и информатики, Самара, РФ
Самарское инновационное предприятие радиосистем, Самара, РФ

Аннотация. В данной работе приведен анализ основных тенденций и перспективных решений в области антенн подвижной радиосвязи. Приведены подходы к проектированию активных фазированных антенных решеток с цифровым управлением амплитудно-фазового распределения на излучателях, а также полностью цифровых антенных решеток. Отмечены их достоинства и недостатки. В работе показана перспективность использования метаматериалов в антенной технике, позволяющих значительно улучшить их характеристики. Сформулированы задачи на ближайшую перспективу, связанных с исследованием метаматериалов. Приведены антенные решения, основанные на использовании радиолинз различного исполнения, для систем радиосвязи СВЧ и КВЧ диапазонов. Определены достоинства антенн такого типа.

Ключевые слова: Активные фазированные антенные решетки, цифровые антенные решетки, метаматериалы, линзовые антенны.

INNOVATIVE ANTENNA SOLUTIONS FOR MOBILE RADIO COMMUNICATION SYSTEMS

D. S. Klyuev, A. M. Neshcheret

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia
Samara Innovative Enterprise of Radio Systems, Samara, Russia

Abstract. This paper provides an analysis of the main trends and promising solutions in the field of mobile radio antennas. Approaches to the design of active phased array antennas with digital control of the amplitude-phase distribution on the emitters, as well as fully digital antenna arrays are presented. Their advantages and disadvantages are noted. The paper shows the prospects of using metamaterials in antenna technology, which can significantly improve their characteristics. The tasks for the near future related to the study of metamaterials are formulated. Antenna solutions based on the use of radiolysis of various designs for microwave and HF radio communication systems are presented. The advantages of antennas of this type are determined.

Keywords: Active phased array antennas, digital antenna arrays, metamaterials, lens antennas.

1. ВВЕДЕНИЕ

Несмотря на продолжающееся развитие и совершенствование современных сетей радиосвязи и радиодоступа общего пользования и очевидные тенденции к конвергенции сетей и сервисов, профессиональные сети (ведомственные и корпоративные), в том числе технологические и специального назначения, сохраняют свое значение и, более того, модернизируются для обеспечения их соответствия современным и перспективным требованиям. Постоянно возрастающие требования к номенклатуре услуг, пропускной способности и одновременно достоверности передачи информации, стойкости крипто- и имитозащиты, а также к живучести сетей, в том числе в условиях

чрезвычайных ситуаций и в особый период, потребовали создания целого ряда инновационных решений, обеспечивающих выполнение данных требований.

Все чаще в профессиональных сетях, особенно сетях подвижной радиосвязи и радиодоступа, совмещаются функции связи, информационного обеспечения, управления, контроля и мониторинга на основе интеграции соответствующих сервисов (телефон, телекод, мультимедиа и др.), что, в свою очередь, требует гибкого использования выделенного частотного ресурса. Успешная реализация упомянутых требований предполагает разработку соответствующих инновационных решений в различных областях радиотехники и смежных областях, в том числе – в области техники антенн и антенно-фидерных устройств.

Таким образом, основное направление данной работы связано с анализом основных тенденций и перспективных решений в области антенн подвижной радиосвязи, а также с анализом существующих средств решения задач электромагнитной совместимости и безопасности.

2. АКТИВНЫЕ ФАЗИРОВАННЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

Как уже было отмечено выше, для обеспечения гарантированного высокого качества услуг в сетях подвижной радиосвязи в современных условиях необходима максимальная гибкость и оперативность в использовании всех наличных ресурсов, и прежде всего – частотного. В частности, все чаще в таких системах радиосвязи предусматривается использование нескольких частотных диапазонов (а в ряде случаев еще и ресурсов сетей общего пользования, хотя бы как резервной возможности) для обеспечения гарантированной своевременной и качественной передачи данных, независимо от их вида.

В числе потенциально широкополосных излучателей, на основе которых могут создаваться перспективные решения многочастотных (многодиапазонных) антенн базовых станций, работающих в диапазонах ОВЧ – УВЧ, можно выделить логопериодические антенны, спиральные антенны, дискоконусные антенны, «самодополнительные» антенны, антенны на основе фрактальных структур, полосковые антенны с проводниками сложной конфигурации и т.п. [1]. На основе данных излучателей могут быть созданы многочастотные (многодиапазонные) антенные решетки.

Модернизация систем радиосвязи в современных условиях должна осуществляться на основе системного подхода, включающего применение перспективных технологий связи (автоматизированная адаптация, помехоустойчивое кодирование, ММО и т.п.). При этом возникает необходимость в разработке активных фазированных антенных решеток (АФАР) [2].

В настоящее время существует несколько подходов к созданию АФАР. Первый заключается в основе использования диаграммообразующей схемы АФАР управляемых фазовращателей и аттенюаторов, которые с определенным шагом могут регулировать амплитудно-фазовое распределение на излучателях АФАР. Управление фазовращателями и аттенюаторами осуществляется при помощи микроконтроллера. Недостатком такого подхода является невозможность реализации методов адаптации, например, способности отстраиваться от помех путем формирования минимума диаграммы направленности в сторону помехи, позволяющих значительно повысить эффективность радиосвязи. Кроме того, существует также и недостаток, связанный с предельными характеристиками устройств, работающих в составе АФАР. В частности, в настоящее время существуют достаточно сильные ограничения на полосу рабочих частот управляемых фазовращателей. Соответственно, рабочая полоса частот АФАР снижается до рабочей полосы отдельного устройства.

Свободными от данных недостатков являются цифровые АФАР, у которых формирование амплитудно-фазового распределения происходит в цифровом виде [3]. Рабочие полосы АЦП и ЦАП, а также их динамический диапазон, гораздо выше, чем у фазовращателей. При этом существует несколько методов преобразования аналоговых сигналов для последующей цифровой обработки. Наиболее распространенными являются методы со сдвигом на промежуточную или нулевую частоту при помощи использования квадратурных модуляторов. В последнем случае требования к цифровой АФАР ограничиваются лишь рабочей полосой частот. Главным достоинством цифровой АФАР является возможность гибкой настройки к различным условиям эксплуатации, а также для различных систем радиосвязи, работающих в близких частотных диапазонах, с использованием различных методов адаптации, например, поляризационной адаптации. Однако при этом данные цифровые АФАР являются весьма дорогостоящими. Кроме того, при проектировании цифровых АФАР необходимо тщательно рассчитывать вычислительную способность используемых модулей цифровой обработки.

3. АНТЕННЫЕ РЕШЕНИЯ НА ОСНОВЕ МЕТАМАТЕРИАЛОВ

Многообещающим направлением в области инновационной модернизации антенной техники, по-видимому, является использование искусственных материалов (метаматериалов) со специально сформированными электрофизическими свойствами (отрицательная электрическая и/или магнитная проницаемость, киральность и т.п.). Можно надеяться, что использование подобных материалов в перспективе может обеспечить создание элементов антенн и антенных систем с особыми свойствами. В частности, могут быть реализованы киральные рефлекторы и рефлекторы типа «магнитной стенки», диэлектрические элементы (подложки, укрытия, заполнение), улучшающие энергетические и пространственные характеристики [4-6], и многое другое.

При этом могут быть решены актуальные научно-технические проблемы:

- создание компактных антенн и антенных систем (решеток) с существенно улучшенными массогабаритными характеристиками, в том числе – для размещения на подвижных объектах;
- разработка технологий формирования пространственных и поляризационных характеристик апертурных антенн на основе применения вспомогательных узлов (колпаки, укрытия), в том числе – сменных, с особыми свойствами;
- изготовления подложек и излучателей в печатных антеннах для достижения широкополосности и уменьшения размеров антенных элементов;
- уменьшения взаимного влияния между элементами антенных решеток, в том числе,
- повышения спектральной эффективности в системах множественного приема-передачи (MIMO), за счет уменьшения взаимного влияния между элементами антенных решеток;
- разработка эффективных согласующих устройств;
- обеспечение ЭМС в компактных группировках РЭС.

Таким образом, исследования использования метаматериалов в антенной технике в настоящее время является актуальными. Кроме того, задачами на ближайшую перспективу в данном направлении являются:

- исследования в области метаматериалов со специальными электрофизическими характеристиками;

- сравнительные исследования метаматериалов различной структуры с различными видами и параметрами включений, разработка подходов к оптимизации параметров включений для конкретных классов задач;

- дальнейшее развитие методологии и средств проектирования метаматериалов и изделий из них; создание специализированного программного комплекса;

- создание комплекса принципиальных решений и технологий, обеспечивающих реализацию метаматериалов с заданными свойствами для различных частотных диапазонов;

- реализация высокоомных импедансных структур с целью создания низкопрофильных антенн и антенных решеток (антенн поверхностных волн, управление пространственными и поляризационными характеристиками которых, не требует использование дополнительных устройств (фазовращателей, интегральных схем и т.д.)

не требующих для управления лучом фазовращателей или большого числа микросхем, но при этом имеет более сложную физику работы, чем фазированные антенные решетки) на подвижных объектах.

- создание технологий оперативного управления электрофизическими характеристиками метаматериала, т.е. исследования так называемых «управляемых» метаматериалов, представляющих собой слой из диэлектрического материала с внедренными элементами, материальные параметры которого зависят от внешних электрических и магнитных полей (феррит, сегнетоэлектрик, жидкие кристаллы и т.д.). Использование данных «управляемых» метаматериалов в конструкции антенн позволит управлять ее характеристиками при помощи внешних электрических и магнитных полей. Такой подход позволит избежать использования в составе антенных решеток активных дорогостоящих элементов и тем самым существенно снизить их стоимость.

4. ЛИНЗОВЫЕ АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ

Перспективными антенными системами, особенно в диапазонах СВЧ и КВЧ, являются линзовые антенны различного исполнения [7]: плоские, асферические, диэлектрические, осесимметричные, планарные, купольные, линзы Ротмана и Люнеберга и т.п. Использование данных радиолинз позволяет повысить коэффициент усиления антенн, увеличить угол сканирования луча в антенных решетках, создавать осесимметричные антенны без затенения. К недостаткам следует отнести сложность и дороговизну изготовления данных линзовых структур, а также их значительные массогабаритные характеристики, что, в свою очередь, значительно ограничивает их использование в системах подвижной радиосвязи.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенный обзор новых решений в области антенной техники показал их перспективность для создания антенн нового поколения для оборудования подвижной радиосвязи (радиодоступа).

Таким образом, проведенный в докладе обзор перспективных антенных решений позволит разработчикам антенн выбирать для своей повседневной деятельности инновационные решения и технологии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Klyuev, D.S. Microstrip and Fractal Antennas Based on Chiral Metamaterials in MIMO Systems / D.S. Klyuev, A.M. Neshcheret, O.V. Osipov, A.A. Potapov, Yu.V. Sokolova // Springer Nature Switzerland AG 2020: 12th Chaotic Modeling and Simulation International Conference, Springer Proceedings in Complexity. 2020. pp. 295-306.

2. Воскресенский Д.И. Активные фазированные антенные решетки / Под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенко. – М.: Радиотехника, 2004. – 488 с.
3. Гостюхин В.Л., Активные фазированные антенные решетки / Гостюхин В.Л., Трусов В.Н., Гостюхин А.В. - М.: Радиотехника, 2011. – 304 с.
4. Бузов, А.Л. Перспективы использования метаматериалов в антеннах нового поколения / А.Л. Бузов, Д.С. Ключев, В.А. Неганов, А.М. Нещерет // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2017. – № 3. – С. 15 -20.
5. Klyuev, D.S. Solution of a two-dimensional electrodynamic problem of determining the current density distribution function over a strip radiating structure based on chiral metamaterials / D.S. Klyuev, A.M. Neshcheret, O.V. Osipov, Yu.V. Sokolova, D.P. Tabakov // Lobachevskii Journal of Mathematics. 2021. Vol. 42. No. 6. pp. 1344–1353.
6. Неганов В.А. Отражающие, волноведущие и излучающие структуры с киральными элементами / Неганов В.А., Осипов О.В. М.: Радио и связь, 2006. 280 с.
7. Захаров Е.В. Гибридные диэлектрические линзовые антенны средств связи сантиметрового и миллиметрового диапазонов / Захаров Е.В., Ильинский А.С., Медведев Ю.В., Перфилов О.Ю., Самохин А.Б., Скородумов А.И., Харланов Ю.Я. // Журнал радиоэлектроники, 2020, № 2. - С. 6.

REFERENCES

1. Klyuev, D.S. Microstrip and Fractal Antennas Based on Chiral Metamaterials in MIMO Systems / D.S. Klyuev, A.M. Neshcheret, O.V. Osipov, A.A. Potapov, Yu.V. Sokolova // Springer Nature Switzerland AG 2020: 12th Chaotic Modeling and Simulation International Conference, Springer Proceedings in Complexity. – 2020. – pp. 295-306.
2. Voskresensky D.I. Active phased array antennas / Edited by D.I. Voskresensky and A.I. Kanashchenkov. – М.: Radio Engineering, 2004. – 488 p.
3. Gostyukhin V.L., Active phased antenna arrays / Gostyukhin V.L., Trusov V.N., Gostyukhin A.V. М.: Radio Engineering, 2011. – 304 p.
4. Buzov, A.L. Prospects of using metamaterials in new generation antennas / A.L. Buzov, D.S. Klyuev, V.A. Neganov, A.M. Neshcheret // Physics of wave processes and radio engineering systems. – 2017. – No. 3. – p. 15 -20.
5. Klyuev, D.S. Solution of a two-dimensional electrodynamic problem of determining the current density distribution function over a strip radiating structure based on chiral metamaterials / D.S. Klyuev, A.M. Neshcheret, O.V. Osipov, Yu.V. Sokolova, D.P. Tabakov // Lobachevskii Journal of Mathematics. – 2021. – Vol. 42. – No. 6. – pp. 1344–1353.
6. Neganov V.A. Reflecting, waveguide and radiating structures with chiral elements / Neganov V.A., Osipov O.V. М.: Radio and Communications, 2006. – 280 p.
7. Zakharov E.V. Hybrid dielectric lens antennas for communications of the centimeter and millimeter wave bands. Overview / Zakharov E.V., Ilyinsky A.S., Medvedev Yu.V., Perfilov O.Yu., Samokhin A.B., Skorodumov A.I., Kharlanov Yu.A. // Journal of Radio electronics, 2020, No. 2. - P. 6.

НОВОЕ В НАУЧНЫХ ИССЛЕДОВАНИЯХ В ИНТЕРЕСАХ ЦИФРОВОЙ ТРАНСФОРМАЦИИ

А. А. Зацаринный¹

¹Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление» Российской академии наук (ФИЦ ИУ РАН), Москва, Россия

Аннотация. Статья посвящена рассмотрению современных трендов в научном обеспечении процессов цифровой трансформации. Показаны новые факторы и подходы к выполнению научных исследований в условиях современных вызовов и угроз. Дан краткий анализ современного состояния российской науки. Рассмотрены основные направления исследований ФИЦ ИУ РАН в интересах цифровой трансформации, включая методы искусственного интеллекта, методы управления робототехническими устройствами, методы оценки готовности информационных технологий.

Ключевые слова: цифровая трансформация, научные исследования, искусственный интеллект, информационная безопасность, готовность информационных технологий.

NEW IN SCIENTIFIC RESEARCH IN THE INTERESTS OF DIGITAL TRANSFORMATION

A. A. Zatsarinnyy¹

¹Federal Research Center «Computer and Control» of the Russian Academy of Sciences (FRC CSC RAS), Moscow, Russian Federation

Abstract. The article is devoted to the consideration of modern trends in the scientific support of digital transformation processes. New factors and approaches to the implementation of scientific research in the context of modern challenges and threats are shown. A brief analysis of the current state of Russian science is given. The main areas of research of the FRC IU RAS in the interests of digital transformation, including methods of artificial intelligence, methods for controlling robotic devices, methods for assessing the readiness of information technologies, are considered.

Keywords: digital transformation, scientific research, artificial intelligence, information security, readiness of information technologies.

1. ВВЕДЕНИЕ

В своем Послании Федеральному собранию 21 февраля 2023 г. Президент РФ подчеркнул, что несмотря на беспрецедентно масштабные экономические и финансовые санкции Запада в России обеспечено устойчивое состояние экономики. Вместо ожидавшегося в 2022 году спада валового внутреннего продукта (ВВП) на 20–25 %, он снизился всего на 2,1 % [1]. При этом важную роль сыграли мероприятия, реализуемые в рамках Федеральной программы «Цифровая экономика» [2]. Отметим, что в мировом рейтинге в 2022 году Россия заняла 12-место (в 2021 году была на 11-м месте) [3]. Позиция России во Всемирном рейтинге цифровой конкурентоспособности – 42-е место (в 2020 – 41 место) [4].

На заседании Совета по науке и образованию 8 февраля 2023 г. [5] Президент РФ обратил внимание на необходимость концентрации кадровых, финансовых, инфраструктурных ресурсов на чётко очерченном наборе приоритетов и поставил задачу их корректировки в рамках внесения изменений в Стратегию научно-технологического

развития» [6]. На этом заседании были отмечены направления интенсификации научных исследований, в числе которых: комплексные научно-технические программы (КНТП) как важнейший инструмент внедрения научных разработок в реальный сектор экономики; приоритизация научных проектов на основе новых инструментов оценки научной результативности; повышение востребованности результатов научных исследований на основе оценки технологического уровня готовности информационных технологий; повышение объективности измерения научных результатов [5].

Ученые ФИЦ ИУ РАН, как и ряда других ведущих академических институтов сосредоточили свои научные ресурсы и компетенции на исследовании научных проблем, определяемых, прежде всего, первым приоритетом Стратегии, на основе принципиального подхода, суть которого - синергетика теории и практики, предполагающая практическую направленность каждого результата фундаментальных исследований [8-12].

В настоящей статье рассматриваются некоторые научные результаты ФИЦ ИУ РАН, полученные в последние годы и во многом соответствующие современным требованиям.

2. О СОСТОЯНИИ РОССИЙСКОЙ НАУКИ

Отрадно, что планируются радикальные меры по востребованности и внедрению научных результатов в различные отрасли экономики. Состояние российской науки в период с 2010 по 2022 гг. согласно [7] характеризуется следующими основными показателями.

Внутренние затраты на исследования и разработки (в процентах от ВВП) находятся на стабильно низком уровне – от 1,05 (2010 г.) до 0,99 (2021 г.). В Китае этот показатель вырос почти в три раза и составляет 2,4%. Лидером является – Ю.Корея (4,8%).

Число сотрудников, участвующих в исследованиях, в России сократилось на 28%, в то время как в развитых странах выросло (например, в США в 1,5 раза, в Китае в 5,3 раза, в Корее в 4 раза, в Бразилии в 3 раза).

Число научно-исследовательских организаций в России сократилось в полтора раза (с 2686 до 1627), число научных сотрудников в 2 раза.

По уровню публикационной активности Россия на 8-м месте (3,5% публикаций от общего количества в мире). Лидеры: Китай – 24,3% и США - 18,4%. По числу публикаций Web of Science* место России стабильно невысокое (15-е в 2000 г., 14-е в 2021), по числу публикаций Scopus** Россия поднялась с 15-го на 8-е место.

По уровню патентной активности в 2020 году Россия на 11-м месте (всего 0,9% патентов от общего количества в мире). Китай – безусловный лидер (44%), далее США 15,1, Япония - 12,9. Другими словами, почти три четверти патентов принадлежат этим трем странам.

Вместе с тем, Россия на первом месте в мире по уровню финансирования государством: 67,5 % (США и Китай – по 20%, Япония – 15%). В развитых странах финансирование науки осуществляют крупные коммерческие компании. Они обладают правом на интеллектуальную собственность и поэтому имеют прямую заинтересованность в эффективном внедрении научных результатов. В России участие крупных коммерческих структур в финансировании научных исследований явно недостаточное.

Таким образом, для поддержания российской науки и вывода ее на передовые позиции в мире требуется принятие кардинальных мер (организационно-правовых, финансово-экономических и других), направленных на повышение престижа профессии ученого, консолидацию усилий государственных и коммерческих структур по постановке и проведению научных исследований и разработок.

3. ИСКУССТВЕННЫЙ ИНТЕЛЛЕКТ

В последнее десятилетие искусственный интеллект (ИИ) прочно занял значимое место практически во всех сферах жизни общества: экономика, финансы, промышленность, социальные процессы, культура, торговля, услуги, образование и, наконец, сфера обороноспособности и безопасности. Поэтому в рамках первого приоритета Стратегии научно-технологического развития России [6] ИИ назван в числе перспективных цифровых технологий наряду с обработкой больших объемов данных, машинным обучением, синтезом новых материалов). В составе нацпроекта «Цифровая экономика» действует федеральный проект «Искусственный интеллект».

Вместе с тем, Россия оказалась далеко не первой в продвижении ИИ. Так, к 2019 г. более 30 стран приняли национальные Стратегии развития ИИ, а в феврале 2019 г. Президент США подписал Указ «О сохранении американского лидерства в области искусственного интеллекта», в котором определены пять принципов политики в области искусственного интеллекта и предусмотрен комплекс мероприятий по интенсификации работ в этой области [14].

В октябре 2019 года Президентом России утверждена Национальная стратегия развития искусственного интеллекта на период до 2030 года [13], проект которой был подготовлен ПАО Сбербанк России. В Стратегии в качестве принципов определены:

- защита прав и свобод человека: обеспечение защиты гарантированных российским и международным законодательством прав и свобод человека;
- безопасность: недопустимость использования ИИ в целях умышленного причинения вреда гражданам и юридическим лицам;
- прозрачность: объяснимость работы ИИ и процесса достижения результатов;
- технологический суверенитет: обеспечение самостоятельности России в преимущественном использовании отечественных технологий ИИ;
- целостность инновационного цикла: обеспечение взаимодействия научных исследований и разработок в области ИИ с реальным сектором экономики;
- разумная бережливость: адаптация в приоритетном порядке существующих мер по реализации государственной политики в научно-технической сфере;
- поддержка конкуренции: развитие рыночных отношений и конкуренции между российскими организациями в области ИИ.

Вместе с тем, при подготовке Стратегии не были в полной мере учтены замечания ведущих российских ученых в области ИИ. Так, в документе не показана роль отечественных научных школ в области ИИ, а также важность решения задач управления, некорректно используются и смешиваются понятия «машинное обучение», «обучение нейронных сетей».

В октябре 2018 г. ФИЦ ИУ РАН представил в Совет по приоритетным направлениям Стратегии научно-технологического развития России (председатель академик РАН Каляев И.А.) проект научно-технической программы «Искусственный интеллект как драйвер цифровой трансформации экономики России», а в мае 2019 г. - проект комплексной программы. Оба документа были одобрены Советом.

В подготовке Программы под руководством ФИЦ ИУ РАН приняли участие ведущие научные (ИПМ им. М.В. Келдыша РАН, ИСП им. В.П. Иванникова РАН, ИПС им. А.К. Айламазяна РАН, ИПУ им. В.А. Трапезникова РАН, СПИИ РАН, ИВТ СО РАН и др.), образовательные (МГУ им. М.В. Ломоносова, ИТМО, МФТИ, МЭИ, Южный федеральный университет, Томский и Воронежский государственные университеты и др.) и промышленные (Концерн «Созвездие», АО «Системы управления», АО «Росэлектроника», «ЦНИИ Электроприбор», ЦКБ «Рубин» и др.).

Важно, что в разработанном документе (в отличие от утвержденной Стратегии) предусмотрен полный спектр работ по пяти направлениям:

- фундаментальные исследования в области ИИ;
- разработка базовых технологий ИИ;
- разработка аппаратно-программных средств ИИ;
- внедрение технологий ИИ в различные сферы цифровой экономики;
- подготовка кадров в области ИИ.

В результате реализации Программы планируется создание и развитие 13 базовых технологий ИИ, а также разработка и внедрение более 60 прикладных технологий ИИ, 8 университетских программ подготовки специалистов, создание не менее 5 научно-образовательных центров мирового уровня в области ИИ.

К сожалению, эта Программа не получила развития. Формальной причиной явилось отсутствие ведомства, которое взяло на себя роль ответственного ФОИВ (в качестве таковых рассматривались Минэкономразвития РФ, Минцифры РФ и Минпромторг РФ).

При этом важно отметить, что процессы развития ИИ активно курирует Президент РФ. Так, в 2020 г. он принял личное участие в конференции по ИИ Artificial Intelligence Journey (AI Journey 2020) «Искусственный интеллект — главная технология XXI века», организованную Сбербанком России. А через два года, в ноябре 2022 г., Президент Путин В.В. принял участие в Международной конференции Artificial Intelligence Journey 2022 по искусственному интеллекту машинному обучению, на котором дал ряд поручений различным ФОИВ. Одно из них состоит в необходимости скорректировать Национальную Стратегию в области ИИ.

Это поручение Президента, а также декларация на последнем заседании Совета по науке и образованию КНТП в качестве важнейшего инструмента внедрения научных разработок в реальный сектор экономики, создают реальные условия для реанимации КНТП «Искусственный интеллект как драйвер цифровой трансформации экономики России», ее корректировки с учетом новых результатов и представления для утверждения. Главное при этом – определение ФОИВ в роли государственного заказчика этой Программы, который готов взять на себя ответственность за организацию работ и внедрение их результатов в различные сферы экономики.

Еще одним позитивным фактором является подготовка соглашения о совместных работах в области ИИ между ПАО Сбербанк и РАН.

Вместе с тем, крайне важно, чтобы при восстановлении КНТП не было утеряно ее главное достоинство - комплексный подход к формированию перечня работ. Дело в том, что ИИ все больше трактуется как технологическое направление, основанное на разработке и внедрении конкретных «интеллектуальных» устройств. При этом постепенно забывается, что факторами развития ИИ в последние годы являются технологические условия (появление электронной компонентной базы), научно-производственные возможности, а также математические методы искусственного интеллекта, которые развивались с 50-г.г. прошлого столетия. Именно синергетика этих трех факторов и явилась причиной интенсивного развития интеллектуальных систем и устройств.

Приведем несколько фактов о развитии теоретических основ ИИ в нашей стране [15]. Еще в январе 1974 г. был образован Совет по проблеме «Искусственный интеллект» в рамках Комитета по системному анализу Президиума АН СССР (председатель совета – Г.С. Поспелов, заместитель председателя – Д.А. Поспелов). академик Г.С. Поспелов, сотрудник ВЦ АН СССР, руководитель Секции прикладных проблем АН СССР, являлся главной организационной и пробивной силой по продвижению ИИ, а профессор Д.А. Поспелов (ВЦ АН и МГУ) был неутомимым идеологом и генератором многих идей [16].

В настоящее время ФИЦ ИУ РАН совместно с МГУ им. М.В. Ломоносова (факультет ВМК) поддерживает фундаментальные исследования ИИ по трем направлениям. В рамках первого (научная школа академиков Ю.И. Журавлёва и К.В.

Рудакова) выполняются исследования по развитию методов и новых прорывных технологий компьютерного анализа больших данных (математические и численные модели, методы и алгоритмы с доведением их до уровня прикладных технологий и систем-прототипов). В рамках второго (научная школа профессора Г.С. Осипова) исследования направлены на создание новых методов формирования знаковой картины мира, методов и экспериментальных программных средств построения моделей когнитивных процессов субъектов деятельности и их коалиций (моделирование поведения, целеполагание, принятие решений). В рамках третьего направления научный коллектив, руководимый известным ученым в области философии и математической логики В.К. Финном, выполняет фундаментальные исследования по разработке и развитию методов автоматического порождения и принятия гипотез, получившие название «ДСМ-метода» и «ИС-ДСМ» [17, 18].

Заметим, что в последние годы в связи с появлением высокопроизводительных вычислительных комплексов стало преобладающим направление, основанное на искусственных нейронных сетях (ИНС), обученных применительно к заданным каталогам объектов. Построение «универсальной» ИНС с ее последующей дистилляцией по используемым признакам позволяет получать результаты с приемлемой точностью и достаточно быстро. Однако при этом появляются проблемы объяснимости и достоверности результатов. В связи с этим, в ФИЦ ИУ РАН исследуются подходы к идентификации объектов на основе применения техники статистического анализа данных для кластеризации и сжатия «сырых» данных, поиска дескриптивных инвариантов в мониторируемых данных (преобразование Хафа), а также техники замыканий Галуа для компактного представления реестра целевых объектов и сокращения перебора при сравнении анализируемых «сырых» данных с описаниями целевых объектов. Разрабатываемые подходы направлены на обеспечение доверия и объяснимости формируемых результатов, а также возможности обработки однородными средствами различных типов данных (графы, графы с весами на вершинах и дугах, цепочки состояний и др.) [19-20].

Специалисты ФИЦ ИУ РАН и МГУ (факультет ВМК) активно работают по активизации работ по области стандартизации методов и средств ИИ. В 2022 г. ФИЦ ИУ РАН стал базовой организацией для Технического комитета ТК164 «Искусственный интеллект» [21], в составе которого три подкомитета: «ИИ в здравоохранении» (Научный клинический центр диагностики и телемедицины), «Данные» (МГУ), «ИИ на транспорте» (Российский университет транспорта).

Одним из знаковых трендов в области стандартизации стало принятие на заседании Совета ИСО 23 февраля 2021 г. Стратегии ИСО-2030, основанной на так называемых SMART-стандартах. Такие стандарты, по существу, представляют собой математические модели, позволяющие на основе ввода в качестве исходных данных требований к объекту, условий его функционирования, ограничений (включая финансовые), получать варианты построения, удовлетворяющие требованиям заказчика. Естественно, что такие модели будут использовать результаты в области ИИ.

В целом можно констатировать, что Россия обладает потенциальными возможностями, достаточными для того, чтобы стать одним из международных лидеров в развитии и использовании технологий искусственного интеллекта благодаря высокому уровню базового математического образования, авторитетной научной школе в части фундаментальных исследований, а также серьезным научно-практическим заделам в области технологий ИИ.

4. УПРАВЛЕНИЕ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИМИ УСТРОЙСТВАМИ

Одним из направлений в области ИИ являются исследования проблемных вопросов управления робототехническими устройствами, проводимые в ФИЦ ИУ РАН под руководством профессора Дивеева А.И. [22-23].

Выделяются два направления: первое включает исследования на основе искусственных нейронных сетей и эволюционных методов символьной регрессии, второе – изыскание системотехнических решений для систем поддержки принятия и управления робототехническими устройствами с применением методов искусственного интеллекта. Оба направления представляют собой некий симбиоз теории и практики в проблематике управления роботами. Сформулированы постановки ряда научных задач, а также разработан ряд методов символьной регрессии. Эти методы явились основой для разработки системы автоматического управления роботами и группой роботов на основе решения строго математически сформулированных задач управления. Среди них можно отметить задачи:

- оптимального управления (поиск управления как функции времени);
- синтеза оптимального управления (поиск управления как функции состояния);
- идентификации точной математической модели объекта управления (робота);
- построения оптимального пути в реальном времени (планирование);
- построения карты местности (SLAM);
- управления группой роботов;
- обхода неопределенных препятствий, размер и положение которых заранее неизвестны.

Эти задачи управления в общем случае не имеют строго математических методов решения, отсутствуют также и общедоступные численные методы. Это обстоятельство является главным препятствием развития робототехники и создания систем автоматического или интеллектуального управления роботами.

В ФИЦ ИУ РАН для рассматриваемых задач разрабатываются уникальные численные методы решения на основе современных вычислительных подходов, которые в последнее время называют обобщенным названием «машинное обучение»; это - искусственные нейронные сети, эволюционные вычисления, методы символьной регрессии. Разрабатываемые численные методы направлены на получение технических решений для последующей их реализации в робототехническом устройстве.

Наряду с этими, рассматриваются также проблемы автономизации робототехнических систем с учетом трех основных подходов к управлению роботами: дистанционное управление, дистанционно – программное управление и автономное управление (на основе встроенных, заранее подготовленных, программ на борту робота). Последний подход мало развит и в настоящий момент по многим странам мира ведутся работы по его развитию.

Отдельной проблемой автономной роботизации является проблема навигации. Рассматривается применение в системе навигации точной математической модели робота, которая дополняется искусственной нейронной сетью, обученной по экспериментальным данным, полученным на основе управления роботом при испытаниях в различных условиях.

Важно, что результаты теоретических исследований апробируются на робототехническом центре, который создан в ФИЦ ИУ РАН в 2018 году.

5. МЕТОДИЧЕСКИЕ ПОДХОДЫ К ОЦЕНКЕ ГОТОВНОСТИ ПРОЕКТОВ

В [5] обращено внимание на повышение востребованности научных результатов в соответствии с технологическим уровнем готовности технологий. Вместе с тем, в ФИЦ

ИУ РАН исследования по оценке уровней готовности проектов информационных систем проводятся на протяжении нескольких последних лет. Так, в [24] рассмотрено применение в России широко распространенных в зарубежной практике методов оценки уровней технологической/производственной/рыночной готовности проекта – TRL/MRL/CRL (Technology Readiness Level / Manufacturing Readiness Level / Commercialization Readiness Level), использующих 9-уровневую шкалу. Оценка выражается в натуральных числах от 1 до 9, при этом 9 соответствует наиболее высокому уровню. Шкала позволяет разработчикам и заказчикам осуществлять контроль за процессом разработки: проект не перейдет на следующий уровень, пока не будет достигнут предыдущий. Близкий к TRL метод, основанный на использовании 9-уровневой шкалы, предусмотрен в ГОСТ Р 56861-2016, который устанавливает уровни технологической готовности для проектов.

В нашей стране методы оценки уровня технологической готовности TRL получили распространение и апробированы крупнейшими технологическими лидерами (Росатом, Объединенная авиастроительная корпорация, Объединенная двигателестроительная корпорация, фонд «Сколково» и др.). Вместе с тем, эти методы практически не используются при разработке проектов ИС в интересах государственного управления.

Для адаптации данных методов к использованию при разработке проектов ИС в интересах государственного управления предложено несколько групп мероприятий [24]:

- создание нормативно-правовой основы применения методов;
- обеспечение увязки с существующими стандартами разработки ИС (ГОСТ классов 15, 19, 34 и др.);
- разработка формализованных критериев и показателей оценки уровня готовности проектов;
- формирование системы оценки проектов, включающей как самостоятельную оценку разработчиком, так и оценку заказчиком и независимую экспертную оценку третьей стороной;
- совершенствование методического аппарата оценки уровня технологической готовности проектов в направлении получения количественных оценок уровней готовности.

В [25] более подробно рассмотрена отечественная нормативная база в области оценки готовности проектов (ГОСТ Р 56861-2016, ГОСТ Р 57194.1-2016, ГОСТ Р 58048-2017). Эти стандарты определяют уровни технологической готовности, семейство шкал оценки готовности проектов (уровень готовности технологии, уровень готовности производства, уровень готовности интеграции, уровень готовности системы), методологию оценки зрелости технологий. Кроме того, предложена шкала оценки уровней технологической готовности научно-технических проектов применительно к технологиям искусственного интеллекта, содержащая 10 уровней.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Важнейшими направлениями интенсификации научных исследований являются: комплексные научно-технические программы (КНТП) как важнейший инструмент внедрения научных разработок в реальный сектор экономики; приоритизация научных проектов на основе новых инструментов оценки научной результативности; повышение востребованности результатов научных исследований на основе оценки технологического уровня готовности информационных технологий; повышение объективности измерения научных результатов.

Для поддержания российской науки и вывода ее на передовые позиции в мире требуется принятие комплекса кардинальных мер (организационно-правовых, финансово-экономических и других), направленных на повышение престижа профессии

ученого, консолидацию усилий государственных и коммерческих структур по постановке и проведению научных исследований и разработок.

Созданы реальные условия для реанимации КНТП «Искусственный интеллект как драйвер цифровой трансформации экономики России», разработанной ФИЦ ИУ РАН в 2018 г., ее корректировки с учетом новых результатов и представления для утверждения.

ФИЦ ИУ РАН обладает солидными научными заделами в области методов искусственного интеллекта, управления робототехническими устройствами, методическими подходами к оценке уровней готовности информационных систем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Послание Президента Федеральному собранию, 21 февраля 2023 г., <http://www.kremlin.ru/events/president/transcripts/statements/70565>.
2. Программа "Цифровая экономика Российской Федерации" <http://government.ru/docs/28653/> (дата обращения 10.03.2020).
3. Рейтинг экономик по ВВП на 2022 год. <https://dzen.ru/a/YrHk62RHQmKVY32x>
4. Индикаторы цифровой экономики: 2022: статистический сборник / Г. И. Абдрахманова, С. А. Васильковский, К. О. Вишневский, Л. М. Гохберг и др.; И60 Нац. исслед. ун-т «Высшая школа экономики». – М.: НИУ ВШЭ, 2023. – 332 с. – 300 экз. – ISBN 978-5-7598-2697-2 (в обл.).
5. Заседание Совета по науке и образованию 8 февраля 2023 г. Москва, Кремль <http://www.kremlin.ru/events/president/transcripts/deliberations/70473>
6. О Стратегии научно-технологического развития Российской Федерации. Утверждена Указом Президента РФ от 01.12.2016 г. № 642, <http://kremlin.ru/acts/bank/41449>.
7. Наука. Технологии. Инновации: 2023: краткий статистический сборник / В.В. Власова, Л.М. Гохберг, К.А. Дитковский и др.; Нац. исслед. ун-т «Высшая школа экономики». – М.: НИУ ВШЭ, 2023. – 102 с. – 300 экз. – ISBN 978-5-7598-27
8. Зацаринный А.А., Киселев Э.В., Козлов С.В., Колин К.К. Информационное пространство цифровой экономики: концептуальные основы и проблемы формирования М.: ФИЦ ИУ РАН, 2018. 236 с.
9. Зацаринный А.А., Сучков А.П. Информационное взаимодействие в распределённых системах ситуационного управления // М.: ТОРУС ПРЕСС, 2021. 268 с.: ил., <https://glavkniga.su/book/606296>.
10. Зацаринный А.А. Методологические аспекты стратегического целеполагания в условиях цифровой трансформации России // Доклад на Двенадцатой международной конференции «Управление развитием крупномасштабных систем MLSD» 2019. Москва, 1-3 октября 2019.
11. Зацаринный А.А. Ключевые проблемы цифровой трансформации общества // Сборник материалов XX Международной конференции "Информатика: проблемы, методы, технологии" (IPMT-2020). Под ред. Д.Н. Борисова. Издательство: «Научно-исследовательские публикации» (ООО «Вэлборн»), 2020.
12. Зацаринный А.А., Шабанов А.П. Ситуационные центры: информация – процессы – организация. - Электросвязь. 2011. № 6. с. 42-46.
13. Указ Президента Российской Федерации «О развитии искусственного интеллекта в Российской Федерации», утвердить Национальную стратегию развития искусственного интеллекта на период до 2030 года. Москва, Кремль, 10 октября 2019 года, № 490.
14. Указ Президента США от 11.02.2019 «О сохранении американского лидерства в области искусственного интеллекта», <https://www.whitehouse.gov/presidential-actions/executive-order-maintaining-american-leadership-artificial-intelligence>.

15. Zakharov Victor. About the Evolution of the Concept of “Artificial Intelligence” // Proceedings. 2021 International Conference Engineering Technologies and Computer Science (EnT 2021). Moscow, Russian Federation 18-19 August 2021. P. 20-23. 2021 IEEE. ISBN-978-1-6654-2674-9. DOI 10.1109/EnT52731.2021.00010.
16. Поспелов Г.С., Поспелов Д.А. Искусственный интеллект // Вестник АН СССР, №10, 1975, с.26-36.
17. Финн В.К. К структурной когнитологии: феноменология сознания с точки зрения искусственного интеллекта // Вопросы философии. – 2009. - № 1. с. 88-103.
18. Финн В.К. Искусственный интеллект (методология, применения, философия). Изд. 2-е, испр. и доп.– Москва: ЛЕНАНД, 2021– 468 с.
19. Грушо А.А., Грушо Н.А., Забежайло М.И., Зацаринный А.А., Тимонина Е.Е., Шоргин С.Я. Анализ цепочек причинно-следственных связей // Информатика и ее применения, 2022. Т.16, вып. 2. с. 68-74.
20. Грушо А.А., Грушо Н.А., Забежайло М.И., Смирнов Д.В., Тимонина Е.Е., Шоргин С.Я. Статистика и кластеры в поисках аномальных вкраплений в условиях больших данных // Информатика и её применения, 2021. т. 15. вып. 4. с. 79-86.
21. Приказ Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии от 07.07.2022 г. № 1675.
22. Diveev A.I., Shmalko E.Yu., Sofronova E.A. Problem of Optimal Area Monitoring by Group of Robots and its Solution by Evolutionary Algorithm // Proceedings the 13th IEEE Conference on Industrial Electronic and Applications. ICIEA 2018. 31 May – 02 June 2018. Wuhan, Chine. P. 141 – 146.
23. Diveev A.I., Shmalko E.Yu., Zakharov D.N. Acceleration of the multilayer network operator method using MPI for mobile robot team control synthesis// XIIth International Symposium «Intelligent Systems», INTELS’16, 5-7 October 2016, Moscow, Russia, Procedia Computer Science 103 (2017). P. 88 – 93.
24. А.А. Зацаринный, Ю.С. Ионенков. Некоторые методические вопросы оценки уровня технологической готовности проектов информационных систем // Системы и средства информатики, 2022. Т. 32. № 3. С. 4-14.
25. Зацаринный А.А., Ионенков Ю.С., Ильюшин Е.А. Некоторые вопросы оценки научно-технических проектов информационных систем // Управление развитием крупномасштабных систем (MLSD’2022): труды Пятнадцатой международной конференции, 26–28 сентября 2022 г., Москва / под общ. ред. С.Н. Васильева, А.Д. Цвиркуна; Ин-т проблем упр. им. В.А. Трапезникова Рос. акад. наук. – М.: ИПУ РАН, 2022. – с. 166-172.

REFERENCES

1. Message of the President to the Federal Assembly, February 21, 2023, <http://www.kremlin.ru/events/president/transcripts/statements/70565>.
2. The program "Digital Economy of the Russian Federation". <http://government.ru/docs/28653/>.
3. Rating of economies by GDP for 2022 <https://dzen.ru/a/YrHk62RHQmKVY32x>.
4. Indicators of the digital economy: 2022 : statistical collection / G. I. Abdrakhmanova, S. A. Vasilkovsky, K. O. Vishnevsky, L. M. Gokhberg, etc.; And60 Nats. research. uni-t "Higher School of Economics". – М.: HSE, 2023. – 332 с. – 300 экз. – ISBN 978-5-7598-2697-2.
5. Meeting of the Council for Science and Education on February 8, 2023, Moscow, Kremlin <http://www.kremlin.ru/events/president/transcripts/deliberations/70473>.

6. About the Strategy of scientific and technological development of the Russian Federation. Approved by the Decree of the President of the Russian Federation from 01.12.2016 г. № 642. <http://kremlin.ru/acts/bank/41449>.
7. Science. Technologies. Innovations: 2023: a brief statistical collection / V.V. Vlasova, L.M. Gokhberg, K.A. Ditkovsky, etc.; Nats. research. uni-t "Higher School of Economics". – Moscow: HSE, 2023. – 102 p– - 300 copies – ISBN 978-5-7598-27.
8. Zatsarinny A.A., Kiselev E.V., Kozlov S.V., Kolin K.K. The information space of the digital economy: conceptual foundations and problems of formation M.: FITZ IU RAS, 2018. 236 p.
9. Zatsarinny A.A., Suchkov A.P. Information interaction in distributed situational management systems // Moscow: TORUS PRESS, 2021. 268 p.: ill. <https://glavkniga.su/book/606296>.
10. Zatsarinny A.A. Methodological aspects of strategic goal-setting in the conditions of digital transformation of Russia // Report at the Twelfth International Conference "Managing the Development of large-scale MLSD systems" 2019. Moscow, October 1-3, 2019.
11. Zatsarinny A.A. Key problems of digital transformation of society // Collection of materials of the XX International Conference "Informatics: problems, methods, technologies" (IPMT-2020). Edited by D.N. Borisov. Publishing house: "Research publications" (LLC "Valborn"), 2020.
12. Zatsarinny A.A., Shabanov A.P. Situational centers: information – processes – organization. - Telecommunications. 2011. No. 6. pp. 42-46.
13. Decree of the President of the Russian Federation "On the development of artificial intelligence in the Russian Federation", to approve the National Strategy for the Development of Artificial Intelligence for the period up to 2030. Moscow, Kremlin, October 10, 2019, No. 490.
14. The Decree of the President of the United States of 11.02.2019 "On preserving American leadership in the field of artificial intelligence". <https://www.whitehouse.gov/presidential-actions/executive-order-maintaining-american-leadership-artificial-intelligence>.
15. Zakharov Victor. About the Evolution of the Concept of “Artificial Intelligence” // Proceedings. 2021 International Conference Engineering Technologies and Computer Science (EnT 2021). Moscow, Russian Federation 18-19 August 2021. P. 20-23. 2021 IEEE. ISBN-978-1-6654-2674-9. DOI 10.1109/EnT52731.2021.00010.
16. Pospelov G.S., Pospelov D.A. Artificial intelligence//Bulletin of the USSR Academy of Sciences, No. 10, 1975, pp.26-36.
17. Finn V.K. To structural cognitology: phenomenology of consciousness from the point of view of artificial intelligence // Questions of Philosophy. - 2009. - No. 1. pp. 88-103.
18. Finn V.K. Artificial intelligence (methodology, applications, philosophy). 2nd ed., ispr. and add.– Moscow: LENAND, 2021– 468 p.Поспелов Г.С., Поспелов Д.А. Искусственный интеллект//Вестник АН СССР, №10, 1975, с.26-36.
19. Grusho A.A., Grusho N.A., Zabezhailo M.I., Zatsarinny A.A., Timonina E.E., Shorgin S.Ya. Analysis of chains of causal relationships // Informatics and its applications, 2022. Vol.16, issue 2. pp. 68-74.
20. Grusho A.A., Grusho N.A., Zabezhailo M.I., Smirnov D.V., Timonina E.E., Shorgin S.Ya. Statistics and clusters in search of anomalous inclusions in big data conditions // Informatics and its applications, 2021. vol. 15. issue 4. pp. 79-86.
21. Order of the Federal Agency for Technical Regulation and Metrology dated 07.07.2022 No. 1675.
22. Diveev A.I., Shmalko E.Yu., Sofronova E.A. Problem of Optimal Area Monitoring by Group of Robots and its Solution by Evolutionary Algorithm // Proceedings the 13th IEEE

- Conference on Industrial Electronic and Applications. ICIEA 2018. 31 May – 02 June 2018. Wuhan, Chine. P. 141 – 146.
23. Diveev A.I., Shmalko E.Yu., Zakharov D.N. Acceleration of the multilayer network operator method using MPI for mobile robot team control synthesis// XIIth International Symposium «Intelligent Systems», INTELS'16, 5-7 October 2016, Moscow, Russia, Procedia Computer Science 103 (2017). P. 88 – 93.
 24. A.A. Zatsarinny, Yu.S. Ionenkov. Some methodological issues of assessing the level of technological readiness of information systems projects // Systems and means of informatics, 2022. Vol. 32. No. 3. pp. 4-14.
 25. Zatsarinny A.A., Ionenkov Yu.S., Ilyushin E.A. Some issues of evaluation of scientific and technical projects of information systems // Managing the development of large-scale systems (MLSD'2022): proceedings of the Fifteenth International Conference, September 26-28, 2022, Moscow / under the general editorship of S.N. Vasiliev, A.D. Tsvirkun; In-V.A. Trapeznikov Institute of Problems of the Russian Academy of Sciences, Moscow: IPU RAS, 2022. – pp. 166-172.

АНАЛИЗ И ОЦЕНКА БЕЗОПАСНОСТИ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОННОГО ДОКУМЕНТООБОРОТА

Д. А. Иванов, А.А. Ярош, А. П. Кива

Филиал Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия» в г. Челябинске (филиал ВУНЦ ВВС «ВВА»), Челябинск, Россия

Аннотация. В статье проведен анализ и оценка безопасности системы электронного документооборота, которая показала, что наиболее эффективное функционирование программного обеспечения, является разработанное на основе технологии P2P которая позволяет повышать отказоустойчивость при воздействиях злоумышленником на элементы узла связи информационно-телекоммуникационной сети.

Ключевые слова: электронный документооборот, система электронного документооборота, система защиты, безопасность.

ANALYSIS AND ASSESSMENT OF THE SECURITY OF THE ELECTRONIC DOCUMENT MANAGEMENT SYSTEM

D. A. Ivanov, A. A. Yarosh, A. P. Kiva

Branch of the Military Training and Scientific Center of the Air Force "Air Force Academy" in Chelyabinsk (branch of the VUNTS of the Air Force "VVA"), Chelyabinsk, Russia

Abstract. The article analyzes and assesses the security of the electronic document management system, which showed that the most effective functioning of the software is developed on the basis of P2P technology, which allows you to increase fault tolerance when an attacker influences the elements of the communication node of the information and telecommunications network.

Keywords: electronic document management, electronic document management system, protection system, security.

1. ВВЕДЕНИЕ

Необходимая функциональность систем электронного документооборота (ДКО) формируется исходя из задач, стоящих перед автоматизацией ДКО организации.

Можно определить следующий набор базовых функций электронного ДКО:

- создание документов в электронном виде;
- создание карточки атрибутов для документа;
- формирование шаблонных документов, подстановкой в них переменных значений из атрибутивной карточки документа;
- поиск атрибутивной карточки документа;
- формирование электронного документа с использованием шаблонов на бланке организации;
- сохранение документов в необходимых форматах;
- формирование маршрутов документов и управление его перемещением;
- ведение журналов, классификаторов и справочников;
- регистрация и классификация документов;
- согласование документов;
- Формирование о передвижении и исполнении документов.

Система электронного ДКО – это специальное приложение, которое обеспечивает участникам обмен электронными документами. Все системы электронного документооборота могут быть классифицированы по нескольким признакам.

Наиболее востребованными функциями СЭД являются:

- хранение и поиск документов;
- поддержка делопроизводства;
- маршрутизация и контроль исполнения документов: составление маршрутов документов, поддержка действий во время маршрутов, уведомление сотрудников о поступлении нового документа, автоматический контроль сроков исполнения;
- составление аналитических отчетов, таких как отчет о текущей занятости, о выполнении работ по документам и о просроченных поручениях;
- обеспечение информационной безопасности, включая аутентификацию пользователей, поддержку электронной цифровой подписи, шифрование документов и писем, аудит работы в системе;

2. ФУНКЦИОНАЛЬНОСТЬ И СТРУКТУРА СИСТЕМ ЭЛЕКТРОННОГО ДКО

Некоторые системы электронного документооборота (СЭД) имеют специфические функции, позволяющие расширять возможности использования путем интеграции с другими системами.

Кроме того, СЭД может обладать дополнительными возможностями. Так, подсистема электронного архива, имеет эффективные инструменты для сканирования и оцифровки бумажных документов (оригинальных документов), в том числе поточного, оснащена средствами работы со складом документов и т.п. Системы, предназначенные для работы с проектной документацией, могут работать с графическими файлами разных форматов.

Исходя из описанных выше функций типовую модель СЭД можно представить следующим образом (рис. 1)

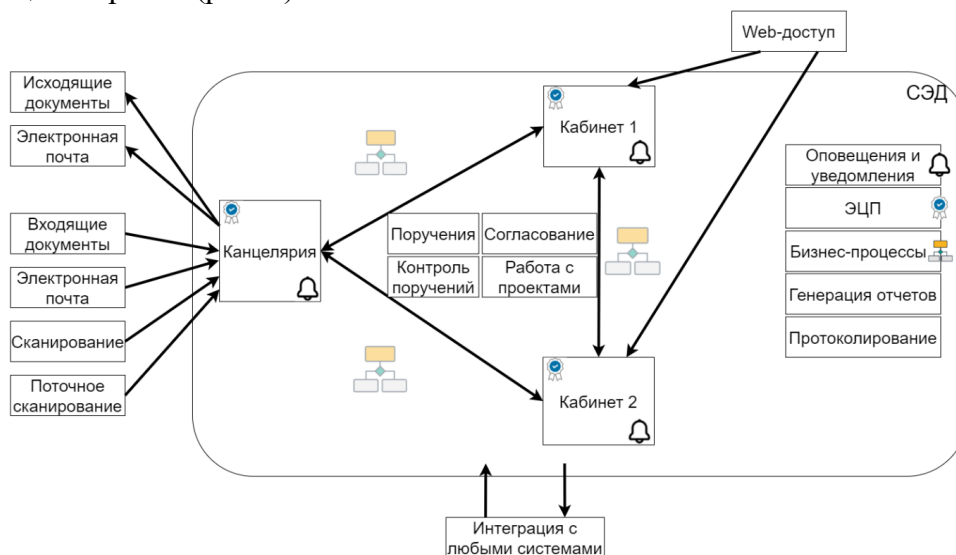


Рис. 1. Функциональная схема СЭД.

Особенностью российского внутреннего электронного ДКО организации является его вертикальная направленность: электронный документ, прежде чем попасть к исполнителю, проходит ряд согласований и утверждений у вышестоящего руководства. Помимо этого, в отечественном делопроизводстве присутствуют такие неотъемлемые части, как регистрационная система, подготовка отчетов, контроль исполнения.

Очевидно, что решение о выборе той или иной СЭД должно быть основано на соответствии конкретной системы тем задачам, которые планируют с ее помощью

решать. Чтобы окончательно определить, какое решение имеет смысл внедрить в работу организации необходимо руководствоваться следующими критериями:

- соответствие стандарту отрасли организации;
- соответствие целям и задачам организации;
- уровень технической поддержки СЭД со стороны поставщика как во время внедрения, так и в процессе эксплуатации;
- расширяемость СЭД в случае расширения деятельности организации;
- доступность документации по администрированию или изменению настроек СЭД;
- защита СЭД, система должна обеспечивать защиту информации в соответствии с политикой безопасности организации;
- время, необходимое на восстановление СЭД после сбоев в работе;
- стоимость СЭД, включая стоимость покупки, лицензии, администрирования и технической поддержки.

Как видно, выбор СЭД должен быть основан не только на функционале, касающегося непосредственной работы с ЭД, но и на наличии в СЭД возможностей по обеспечению безопасности данных, в том числе и возможность интеграции дополнительных сервисов.

Современные СЭД являют собой автоматизированную информационную систему, предназначенную для обработки электронных документов, которая обеспечена комплексом средств защиты информации, программных и технических. СЭД можно разделить на четыре основные подсистемы (рис. 2):

1. Обработки электронных документов;
 - 1.1. Система ввода вывода;
 - 1.2. Система хранения;
 - 1.3. Система обработки ЭД;
 - 1.4. Система приема/передачи информации.
2. Обеспечения безопасности информации;
 - 2.1. Система разграничения доступа;
 - 2.2. Система проверки подлинности.
3. Электропитания;
4. Пользователи СЭД.

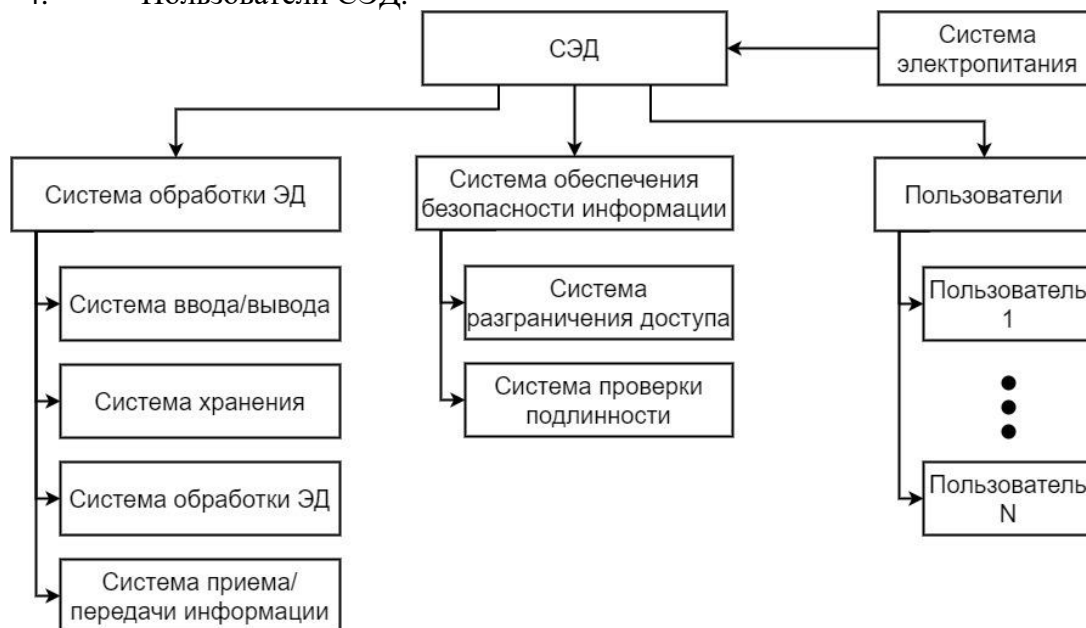


Рис. 2. Структура современных СЭД.

3. МОДЕЛЬ УГРОЗ ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОННОГО ДКО

В информационной безопасности играют ключевую роль следующие сущности, анализируя которые, можно обеспечить защищенность электронных документов:

Угрозы – совокупность условий и факторов, которые создают опасность нарушения информационной безопасности. В случае реализации угрозы может быть нанесен серьезный ущерб.

Уязвимости – условия, при наличии которых вероятность реализации угрозы возрастает.

Риск – некоторая вероятность того, что объекту СЭД будет нанесен ущерб посредством реализации угроз через уязвимость, имеющуюся в системе;

Нейтрализация – действия, направленные на снижение уязвимостей.

Для любой информационной системы, в том числе и для СЭД, основными угрозами считаются:

Угроза целостности информации – это повреждение или несанкционированная модификация информации.

Угроза доступности информации – это невозможность или затруднение получения доступа к информации.

Угроза конфиденциальности информации – кража, неправомерное распространение или передача информации третьим лицам, несанкционированный доступ к конфиденциальной информации.

Система защиты СЭД должна быть способна противостоять этим угрозам, защищая не только данные, хранящиеся внутри электронных документов, но и саму себя, поддерживая работоспособность и возможность доступа для пользователей.

Наряду с основным и самым предсказуемым источником угроз – внешними нарушителями (злоумышленниками), угрозу могут представлять и легальные пользователи СЭД – сотрудники организации, в частности, от наиболее привилегированных пользователей – администраторов системы. Они имеют неограниченные права доступа к информации и знают систему изнутри. Соответственно в результате внутренних атак вероятность нанесения колоссального ущерба организации крайне велика. При этом не так важны мотивы действий сотрудников – намеренные или непреднамеренные, в результате информация может оказаться утраченной или разглашенной, что повлечет за собой материальный и репутационный ущерб.

Соответственно, любые атаки на СЭД, а также на любые другие системы, основаны на описанном выше механизме. Элементы этого механизма могут видоизменяться для конкретных областей, в том числе и для СЭД. Все эти возможные изменения должны быть учтены.

Инициатором потенциальной атаки могут быть внешние злоумышленники, сотрудники организации, а также администраторы системы:

Внешние злоумышленники – не являющиеся сотрудниками и не имеющие легальной возможности получить доступ к информации организации люди. Зачастую занимаются поиском уязвимостей в информационных системах, разрабатывают вредоносное ПО, эксплуатирующее найденные уязвимости, в личных или коммерческих целях.

Сотрудники организации (легальные пользователи) – имеют легальный доступ к информации. Ущерб, зачастую, может быть нанесен непредумышленно, по неосторожности. Для устранения подобных угроз чаще всего применяются организационные меры и программные средства, ограничивающие возможность передачи данных третьим лицам.

Администраторы системы – обладают наиболее обширным набором прав в системе, знают ее структуру изнутри. Являются наиболее опасным источником угроз, поскольку имеют возможность прямого воздействия на систему, поэтому, даже непредумышленно могут нанести крайне серьезный ущерб.

Угрозы информационной безопасности СЭД можно разделить на несколько основных подгрупп:

Несанкционированный доступ – получение доступа к информации лицом, не обладающим на это легальными правами. К этой подгруппе можно отнести взломы, перехват трафика, компрометация ключей доступа, неправомерное делегирование полномочий, ошибки при разграничении прав доступа, злоупотребление сотрудником служебными полномочиями, шпионское ПО, аппаратные закладки и пр.

Утечка информации – неправомерное распространение конфиденциальной информации, может произойти как случайно, так и умышленно. Сюда относятся инсайдеры, наличие избыточных прав, кража информации, взлом ПО, вредоносное ПО, кража носителей или их утеря.

Потеря данных – повреждение или утрата информации, в следствие сбоев в работе оборудования, ошибок персонала, намеренных действий злоумышленника.

4. АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ СРЕДСТВ ЗАЩИТЫ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОННОГО ДКО

Для защиты информации в автоматизированных системах, в том числе СЭД, необходимо учитывать основные принципы:

Законность и обоснованность защиты.

Системность. Предполагает, что должны учитываться все взаимодействующие, взаимосвязанные и изменяющиеся элементы, условия и факторы.

Комплексность. Предполагается применение различных средств защиты информации защиты, которые, действуя как целостная система, перекрывают все существенные каналы реализации угроз, при этом, они не должны содержать слабых мест на стыке компонентов.

Непрерывность. Постоянное функционирование системы защиты на всех этапах жизненного цикла информационной системы.

Достаточность. Полностью непреступную систему защиты создать невозможно, при этом поддержание работоспособности раздутой системы требует огромных материальных и финансовых затрат. Следовательно, возможно достижение приемлемого уровня безопасности.

Гибкость. С течением времени требования к системе защиты могут изменяться. В следствие этих изменений могут оказаться как избыточными, так и недостаточными. Для поддержания требуемого уровня защищенности с учетом изменяющихся требований система защиты должна обладать гибкостью.

Открытость алгоритмов и механизмов защиты. Предполагается, что знание алгоритмов функционирования системы защиты не дает преимущества в ее преодолении. Но это не равносильно тому, что информация о системе должна быть общедоступна, информация о параметрах системы должна быть скрыта.

Простота применения средств защиты. Механизмы должны быть интуитивно понятны и просты в использовании для обычных пользователей.

Значительную часть угроз информационной безопасности составляют угрозы несанкционированного доступа (НСД). Эти угрозы ведут к утечкам конфиденциальной информации и утрате целостности этой информации. Для защиты информации в автоматизированных системах по требованию ФСТЭК и ФСБ должны использоваться встроенные или наложенные средства защиты информации от НСД.

В СЭД защита от НСД включает в себя аутентификацию, управление доступом.

Аутентификация – процедура проверки подлинности. В данном случае будет рассматриваться проверка подлинности пользователя. Существует множество вариантов аутентификации:

- Аутентификация по паролю;
- Биометрическая аутентификация;
- Аутентификация с помощью СМС/электронной почты;
- Аутентификация с помощью ЭЦП;
- Аутентификация по аппаратному токenu;
- Многофакторная аутентификация.

Основываясь на степени конфиденциальности обрабатываемой информации, можно выделить несколько уровней аутентификации:

доступ к информации, утечка которой не несет значимых последствий для пользователя и интернет-ресурса – в такой ситуации достаточно применения многопарольного пароля;

раскрытие или пропaжа данных приведут к существенному ущербу – необходима более строгая аутентификация: одноразовые пароли, дополнительная проверка при попытке доступа к остальным разделам ресурса;

доступ к системам конфиденциальных данных предусматривает использование взаимной аутентификации и многофакторных методов проверки.

В случае использования многофакторной аутентификации могут использоваться различные варианты комбинаций остальных методов аутентификации. Например, аутентификация по паролю и с помощью СМС/электронной почты или биометрия и аппаратный токен. Многофакторная аутентификация позволяет серьезно повысить защищенность системы от внешних злоумышленников, завладевших каким-либо из ключей доступа, поскольку для успешной аутентификации этого будет недостаточно. Примером двухфакторной аутентификации может служить Microsoft Authenticator, который позволяет подключить двухфакторную аутентификацию к своим учетным записям, но только при условии, если такая возможность поддерживается.

Разграничение доступа – установление полномочий доступа субъектов к объектам информационной системы. Разграничение доступа позволяет строго определить полномочия субъекта списком ресурсов, которые доступны пользователю и права доступа к каждому ресурсу. В ГОСТ Р 50739-95 «Средства вычислительной техники. Защита от несанкционированного доступа к информации» и в документах Гостехкомиссии РФ определены два вида (принципа) разграничения доступа:

- Дискретное управление доступом;
- Мандатное управление доступом;

Дискретное управление доступом представляет собой разграничение доступа между конкретными субъектами и конкретными объектами. Субъект с определенным правом доступа может передать это право любому другому субъекту. Данный вид организуется на базе методов разграничения по спискам или с помощью матрицы [10].

Мандатное управление доступом основано на сопоставлении меток конфиденциальности информации, содержащейся в объектах и официального разрешения субъекта к информации соответствующего уровня конфиденциальности [10].

Еще одним важным средством защиты информации является резервирование. Резервирование позволяет восстановить информацию, потерянную или искаженную в результате применения угрозы нарушения целостности, если основные контрмеры не помогают справиться с задачей. Кроме того, наличие резервной копии конфигурации или образа системы позволяет быстро восстановить полноценную работу ИС, доступность которой была нарушена. Во многих наиболее популярных СЭД

реализована возможность работы с использованием протокола HTTPS. Это позволяет защитить данные за счет криптографического преобразования передаваемых данных. Отличие от HTTP заключается в том, что весь трафик передается в зашифрованном виде с использованием SSL и TLS. В работе HTTPS применяется SSL-сертификат, в котором содержатся уникальные ключи шифрования. Они позволяют подтвердить подлинность и используются для шифрования трафика.

Пакеты данных, передаваемые по протоколу HTTPS, все еще можно перехватить, но для того, чтобы получить доступ к зашифрованной информации потребуется значительное количество времени. В протоколе могут использоваться ключи длиной 40, 56, 128 или 256 бит. Чем длиннее ключ, тем надежнее защита.

Встроенные в СЭД средства защиты позволяют обеспечить высокий уровень безопасности, однако нельзя полностью полагаться только на них. Для обеспечения оптимальной защиты данных потребуется применять и другие меры, выходящие за границы встроенных решений.

Рассмотрим СЭД Directum RX на предмет встроенных средств безопасности.

Directum RX – интеллектуальная система управления цифровыми процессами и документами с готовым набором бизнес-решений. Эту систему преимущественно выбирают крупные и средние организации коммерческого и государственного сектора. Directum RX поддерживает работу на всех современных операционных системах и в формате веб-приложения, может быть развернута на серверных мощностях или в облаке.

Среди встроенных средств, обеспечивающих безопасность в СЭД Directum RX, применяются криптографические методы и резервирование. В Directum RX реализована работа по протоколу HTTPS, это гарантирует, что данные при взаимодействии пользователей передаются в зашифрованном виде по защищенному каналу SSL/TLS. Такое взаимодействие обеспечивает конфиденциальность передаваемых электронных документов даже в случае перехвата их злоумышленником.

В Directum RX резервирование может осуществляться в несколько независимых мест, тем самым шанс утраты или повреждения электронных документов, данных о конфигурации и прочей конфиденциальной информации практически невозможен.

Все данные в Directum RX хранятся централизованно, благодаря этому в системе возможно полноценное разграничение доступа. Права доступа могут быть заданы на каждый документ – в системе есть четыре типа прав доступа: «права доступа отсутствуют», «есть права на чтение», «есть права на чтение и запись» и «полные права доступа». Directum RX позволяет назначать права, как для каждого субъекта, так и для целых групп субъектов, что упрощает процесс администрирования.

В дополнение разграничения доступа можно добавить шифрование документов для дополнительного ограничения доступа к документам лиц, которым нельзя запрещать доступ к карточке документа, например администраторы системы. Шифрование в Directum RX возможно в следующих вариантах: на основе паролей и на основе сертификатов, либо их комбинированное использование.

Шифрование на основе паролей обеспечивает базовый уровень защиты текста документов. Документ шифруется на основе заданного пользователем пароля. При попытке открытия этого документа другими пользователями будет запрашиваться пароль. Однако при утрате пароля, содержимое документа восстановить содержимое окажется невозможно. Недостатком такого метода можно считать то, что пользователи с большой вероятностью не будут придумывать сложные, уникальные пароли для каждого нового шифруемого документа, а соответственно, при получении пароля от одного документа доступ будет открыт и к другим документам этого пользователя.

Шифрование на основе сертификатов гарантирует более высокую степень ограничения доступа к тексту документа. Механизм плагинов позволяет применять различные средства. При шифровании документов таким методом используется асимметричное шифрование. Для реализации в том числе могут применяться сертифицированные ФСБ средства криптозащиты (например, КриптоПро).

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Такой подход имеет преимущество по сравнению с шифрованием на базе паролей, применяя шифрование на сертификате пользователям не требуется придумывать и запоминать множество паролей, которые должны быть достаточно сложными, и потерять доступ к документу зашифрованному на сертификате сложнее.

Подлинность электронных документов обеспечивается применением электронной подписи. Для подписания документа сертификат открытого ключа каждого пользователя должен быть зарегистрирован в системе, секретный ключ хранится у пользователя, и он несет за него ответственность. В Directum RX возможно использование внешних носителей, например rutoken и eToken.

Работа пользователей в Directum RX протоколируется. Поэтому в случае возникновения инцидентов информационной безопасности, проанализировав сохраненные данные можно будет вычислить нарушителя либо определить причину независимую от человека. В истории фиксируются операции просмотра, изменения, создания, экспорта и импорта документов, назначения прав на доступ к ним и т.д. Протоколируется работа с записями справочников.

Можно сделать вывод, что СЭД Directum RX обладает весьма обширным и разнообразным набором встроенных средств защиты

ЛИТЕРАТУРА

1. Максимов М.В., М. Бобнев М.П., Кривицкий Б.Х. Защита от радиопомех. Москва: Советское радио, 1976. 495 с.
2. Радзивский В.Г. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии. Москва: Радиотехника, 2006. 424 с.
3. Добыкин В.Д. Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем. Москва: Вузовская книга, 2007, 468 с.
4. Гапоненко Н.И., Горбань А.М., Горожанин Д.В. Формирование интенсивных электромагнитных импульсов, излучаемых при прямом возбуждении изолированной штыревой антенны короткоимпульсным сильноточным РЭП // Физика плазмы. 2000. Т.26. № 4. С. 1-3.
5. Азаркевич Е.И. Генерация импульсного СВЧ излучения с помощью энергии химических взрывчатых веществ // Доклады Академии наук СССР. 1991. Т. 319. № 2. С. 352-355.
6. Багрецов С.А., Лаута О.С., Михаил И.И., Иванов Д.А. Методика обоснования рационального количества резервных каналов связи в информационно-телекоммуникационной сети // Электросвязь. 2020. № 8. С. 31-38.
7. Иванов Д.А., Мамай А.В., Спицын О.Л., Карасев И.В. Подход к обоснованию структуры воздействия таргетированной кибернетической атаки на информационно-телекоммуникационную сеть // Информационные технологии и системы: управление, экономика, транспорт, право. 2019. № 2 (34). С. 107-110.
8. Гудков М.А., Лаута О.С., Иванов Д.А., Соловьев Д.В. Применение методов искусственного интеллекта в задачах обеспечения информационной безопасности // Современные информационные технологии. 2018. С. 162.

9. Коцыняк М.А., Лаута О.С., Иванов Д.А., Лукина О.М. Методика оценки эффективности защиты информационно-телекоммуникационной сети в условиях таргетированных кибернетических атак // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму 2018. № 11-12 (125-126) С. 71-79.

REFERENCES

1. Maksimov M.V., M. Bobnev M.P., Krivitsky B.H. Protection from radio interference. Moscow: Sovetskoe Radio, 1976. 495 p.
2. Radzivsky V.G. Modern electronic warfare. Questions of methodology. Moscow: Radio Engineering, 2006. 424 p.
3. Dobykin V.D. Electronic warfare. Forceful defeat of radio-electronic systems. Moscow: University Book, 2007, 468 p.
4. Gaponenko N.I., Gorban A.M., Gorozhanin D.V. Formation of intense electromagnetic pulses emitted during direct excitation of an isolated pin antenna by a short-pulse high-current RAP // Plasma Physics. 2000. Vol.26. No. 4. pp. 1-3.
5. Azarkevich E.I. Generation of pulsed microwave radiation using the energy of chemical explosives // Reports of the Academy of Sciences of the USSR. 1991. Vol. 319. No. 2. pp. 352-355.
6. Bagretsov S.A., Lauta O.S., Mikhail I.I., Ivanov D.A. Methodology for substantiating the rational number of backup communication channels in information and communication technologytelecommunications network // Telecommunication. 2020. No. 8. pp. 31-38.
7. Ivanov D.A., Mamai A.V., Spitsyn O.L., Karasev I.V. An approach to substantiating the structure of the impact of a targeted cybernetic attack on an information and telecommunications network // Information technologies and systems: management, economics, transport, law. 2019. No. 2 (34). pp. 107-110.
8. Gudkov M.A., Lauta O.S., Ivanov D.A., Solovyov D.V. Application of artificial intelligence methods in information security tasks // Modern information technologies. 2018. p. 162.
9. Kotsynyak M.A., Lauta O.S., Ivanov D.A., Lukina O.M. Methodology for evaluating the effectiveness of information and telecommunication network protection in conditions of targeted cyber attacks // Questions of defense technology. Series 16: Technical means of countering Terrorism 2018. No. 11-12 (125-126) pp. 71-79.

АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ КАНАЛОВ КОМПЕНСАЦИИ ПАЗАРИТНОЙ УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИИ ВОЗБУДИТЕЛЕЙ БОРТОВЫХ КОМПЛЕКСОВ СРЕДСТВ СВЯЗИ

А.В. Леньшин, А.Д. Мушин, Т.В. Матуразова

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

Аннотация. Проанализированы условия устойчивости функционирования каналов компенсации паразитной частотной и фазовой модуляции синтезаторов частот, используемых в качестве возбудителей радиопередающих устройств бортовых комплексов средств связи. Определены области устойчивой работы каналов компенсации при использовании фильтров Баттерворта и Чебышева второго, третьего и четвертого порядков.

Ключевые слова: синтезатор частот, возбудитель, бортовые комплексы средства связи, устойчивость, паразитная частотная модуляция, паразитная фазовая модуляция.

STABILITY ANALYSIS OF COMPENSATION CHANNELS PARASITIC ANGULAR MODULATION OF PATHOGENS ON-BOARD COMMUNICATION SYSTEMS

A. V. Lenshin, A. D. Mushin, T.V. Maturazova

Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

Abstract. The conditions of stability of functioning of channels of compensation of parasitic frequency and phase modulation of synthesizers of frequencies used as exciters of radio transmitting devices of onboard complexes of means of communication are analyzed. The areas of stable operation of compensation channels using Butterworth and Chebyshev filters of the second, third and fourth orders are determined.

Keywords: frequency synthesizer, exciter, onboard communication systems, stability, parasitic frequency modulation, parasitic phase modulation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Эффективность применения пилотируемой и беспилотной авиации в гражданском секторе и особенно 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, для которых характерны сложные и непрерывно изменяющиеся условия, необходим надежный высокоскоростной информационный обмен [1].

Анализ развития бортовых комплексов средств связи и систем передачи информации, а также перспектив дальнейшего их совершенствования приводит к предъявлению более жестких требований к качественным характеристикам передаваемого сигнала [2, 3]. Это обуславливает большой интерес к исследованию синтезаторов частот (СЧ), используемых в бортовых комплексах связи и передачи информации в качестве возбудителей радиопередающих устройств [4–7].

Ранее в работе [8] были предложены архитектурные решения и с использованием математического аппарата непрерывных кусочно-линейных функций представлены функциональные модели каналов автоматической компенсации паразитной угловой модуляции (ПУМ) цифровых СЧ. В работе [9] получены и проанализированы частотные

компенсационные характеристики каналов автокомпенсации паразитной частотной (ПЧМ) и паразитной фазовой (ПФМ) модуляции СЧ. Аналитические выражения для переходных характеристик каналов автокомпенсации ПУМ СЧ и частные динамические характеристики, а также динамические характеристики каналов компенсации ПУМ при изменении параметров узлов СЧ приведены в работе [10].

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Для обеспечения устойчивого режима функционирования каналов компенсации ПЧМ и ПФМ синтезатора частот необходимо выполнение условий устойчивости, позволяющих исключить случаи перехода устройства (каналов компенсации СЧ) в режим самовозбуждения [11]. При проектировании и эксплуатационных регулировках замкнутых систем автоматического регулирования, где из-за наличия обратной связи возможны процессы самовозбуждения, особенно актуально обеспечение устойчивости. Большое распространение получил алгебраический критерий устойчивости, найденный в 1895 году немецким математиком Адольфом Гурвицем. Одним из эффективных средств улучшения динамических и спектральных характеристик СЧ является использование петлевых фильтров нижних частот (ФНЧ) высоких порядков с широкой полосой пропускания [12, 13]. Однозначного решения проблемы одновременного обеспечения высоких требований по быстродействию и спектральной чистоте, предъявляемых к СЧ, пока не найдено. Актуальной является задача исследования условий устойчивой работы архитектур автоматической компенсации ПЧМ и ПФМ в выходном сигнале СЧ.

Целью работы является нахождение условий устойчивости функционирования каналов компенсации ПЧМ и ПФМ возбудителей радиопередающих устройств бортовых комплексов средств связи, а также анализ областей устойчивой работы каналов при использовании ФНЧ Баттерворта и Чебышева второго, третьего и четвертого порядков.

3. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Структурная схема СЧ с автокомпенсацией ПЧМ с регулировкой по возмущению (РВ) и дополнительным каналом с регулировкой по отклонению (РО) для компенсации ПФМ приведена на рисунке 1 [8].

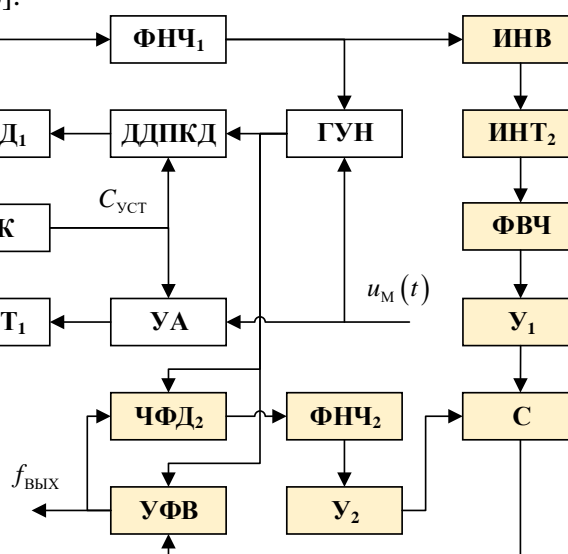


Рис. 1. Структурная схема СЧ с каналом автокомпенсации ПЧМ и дополнительным каналом автокомпенсации ПФМ

На рис. 1 использованы обозначения: ОКГ – опорный кварцевый генератор; ДФКД, ДДПКД – делители частоты с фиксированным и дробно-переменным коэффициентами деления; ИФМ – импульсно-фазовый модулятор; МК – микроконтроллер; УА – управляемый аттенюатор; $C_{уст}$ – код установки частоты; ИНТ – интегратор; ЧФД – частотно-фазовый детектор; ФНЧ – фильтр нижних частот; ГУН – генератор, управляемый напряжением; ФВЧ – фильтр высоких частот; У1, У2 – усилители постоянного тока; ИНВ – инвертор; УФВ – управляемый фазовращатель; С – сумматор.

Для определения условий устойчивости каналов компенсации ПЧМ и ПФМ (рис. 1) используем алгебраический критерий Гурвица, основанный на анализе коэффициентов характеристического уравнения.

Нормированная на $S_{ГУН}$ (крутизна характеристики ГУН) передаточная компенсационная функция (ПКФ) канала компенсации ПЧМ с РВ и дополнительного канала компенсации ПФМ с РО описывается выражением

$$\bar{H}_{AK}^*(p) = 1 - \frac{K_{PB} \cdot F_B(p)}{1 + K_{PO} \cdot F_{2H}(p)}, \quad (1)$$

где коэффициенты регуляции по возмущению $K_{PB} = k_1 S_{УФВ} / 2\pi T_{И2} S_{ГУН}$ и по отклонению $K_{PO} = k_2 S_{ЧФД} S_{УФВ}$ определяются коэффициентами усиления k_1 , k_2 усилителей постоянного тока $У_1$ и $У_2$; $S_{УФВ}$, $S_{ЧФД2}$ – крутизна характеристики УФВ и ЧФД2 соответственно; $T_{И2}$ – постоянная времени ИНТ2; $F_B(p)$, $F_{2H}(p)$ – передаточные функции ФВЧ и ФНЧ2 (рис. 1) соответственно [9].

При использовании ФВЧ и ФНЧ₂ первого порядка, после преобразований получаем выражение для нормированной ПКФ

$$H_{AK1}^*(p) = \frac{p^2 T_B T_H (K_{PB} - 1) + p(T_B K_{PB} - K_{PO} T_B + T_B + T_H) + 1 + K_{PO}}{p^2 T_B T_H + p(T_B + K_{PO} T_B + T_H) + 1 + K_{PO}}, \quad (2)$$

где T_B , T_H – постоянные времени ФВЧ и ФНЧ соответственно.

Характеристическое уравнение описывается выражением

$$p^2 T_B T_H + p(T_B + K_{PO} T_B + T_H) + 1 + K_{PO} = 0. \quad (3)$$

Корни характеристического уравнения (3) определяются параметрами каналов компенсации ПУМ и не зависят ни от начальных условий, ни от вида внешних воздействий. При проектировании и разработке СЧ должна быть предусмотрена эксплуатационная регулировка параметров каналов, обеспечивающая устойчивость процессов функционирования. Условия устойчивости каналов компенсации ПУМ по критерию Гурвица имеют вид

$$T_B T_H > 0, (T_H + T_B + K_{PO} T_B) > 0, (T_H + T_B + K_{PO} T_B). \quad (4)$$

Каналы компенсации ПУМ будут устойчивыми при выполнении условия $K_{PO} > -1$ (T_B и T_{H2} всегда положительны). Учитывая, что $K_{PO} = k_2 S_{ЧФД} S_{УФВ}$, необходимо $k_2 > -(1 / S_{ЧФД2} S_{УФВ})$.

С целью улучшения быстродействия и спектральных характеристик СЧ с каналами компенсации ПУМ целесообразно использовать ФНЧ 2-го порядка (Баттерворта или Чебышева 1-го рода) с передаточной функцией

$$F_{2H_2}(p) = \frac{h_2}{T_H^2 p^2 + A_2 T_H p + B_2}. \quad (5)$$

где $h_2 = 1$, $A_2 = 1,414$, $B_2 = 1$ – для ФНЧ Баттерворта; $h_2 = 0,5$, $A_2 = 0,642$, $B_2 = 0,708$ – для ФНЧ Чебышева 1-го рода (показатель пульсаций $\varepsilon = 1$) [14, 15].

ПКФ каналов компенсации с ФНЧ 2-го порядка описывается выражением

$$\bar{H}_{\text{AK2}}^*(p) = 1 - \frac{K_{\text{PB}} p T_{\text{B}} / (p T_{\text{B}} + 1)}{1 + K_{\text{PO}} \cdot \frac{h_2}{T_{\text{H}}^2 p^2 + A_2 T_{\text{H}} p + B_2}}, \quad (6)$$

а характеристическое уравнение принимает следующий вид

$$T_{\text{B}} T_{\text{H}}^2 p^3 + (T_{\text{H}} T_{\text{B}} A_2 + T_{\text{H}}^2) p^2 + (T_{\text{H}} A_2 + T_{\text{B}} B_2 + K_{\text{PO}} T_{\text{B}} h_2) p + (B_2 + K_{\text{PO}} h_2) = 0. \quad (7)$$

Согласно критерию устойчивости Гурвица [11] для уравнения (7) уже недостаточно положительности всех коэффициентов характеристического уравнения, т.е.

$$T_{\text{B}} T_{\text{H}}^2 > 0, \quad (T_{\text{B}} T_{\text{H}} A_2 + T_{\text{H}}^2) > 0, \quad (T_{\text{H}} A_2 + T_{\text{B}} B_2 + K_{\text{PO}} T_{\text{B}} h_2) > 0, \quad (B_2 + K_{\text{PO}} h_2) > 0.$$

Необходимо еще выполнение определенного соотношения

$$(T_{\text{B}} T_{\text{H}} A_2 + T_{\text{H}}^2) \cdot [T_{\text{H}} A_2 + T_{\text{B}} (B_2 + K_{\text{PO}} h_2)] - T_{\text{B}} T_{\text{H}}^2 \cdot (B_2 + K_{\text{PO}} h_2) > 0. \quad (8)$$

Условие устойчивости каналов компенсации ПУМ для ФНЧ Баттерворта

$$(1,414 \cdot T_{\text{B}} T_{\text{H}} + T_{\text{H}}^2) \cdot (1,414 \cdot T_{\text{H}} + T_{\text{B}} + K_{\text{PO}} T_{\text{B}}) > T_{\text{B}} T_{\text{H}}^2 \cdot (1 + K_{\text{PO}}), \quad (9a)$$

для ФНЧ Чебышева –

$$(0,642 \cdot T_{\text{B}} T_{\text{H}} + T_{\text{H}}^2) \cdot (0,642 \cdot T_{\text{H}} + 0,708 \cdot T_{\text{B}} + 0,5 \cdot K_{\text{PO}} T_{\text{B}}) > T_{\text{B}} T_{\text{H}}^2 (0,708 + 0,5 \cdot K_{\text{PO}}). \quad (9b)$$

Анализ выражений (8), (9a) и (9b) показывает, что данные неравенства справедливы при любых значениях T_{B} и T_{H} , а также при положительных значениях K_{PO} .

ФНЧ 3-го порядка характеризуется передаточной функцией

$$F_{2\text{H}3}(p) = \frac{h_3}{(Tp + A)(T^2 p^2 + BTp + C)}, \quad (10)$$

где $h_3 = 1$, $A = 1$, $B = 1$, $C = 1$ – для ФНЧ Баттерворта; $h_3 = 0,25$, $A = 0,299$, $B = 0,299$, $C = 0,839$ – для ФНЧ Чебышева 1-го рода ($\varepsilon = 1$) [14].

Характеристическое уравнение при использовании ФНЧ 3-го порядка имеет вид

$$T_{\text{B}} T^3 p^4 + [T_{\text{B}} T^2 (A + B) + T^3] p^3 + [(C + AB) T_{\text{B}} T + (A + B) T^2] p^2 + [(AC + K_{\text{PO}} h_3) T_{\text{B}} + (AB + C) T] p + [AC + K_{\text{PO}} h_3] = 0. \quad (11)$$

Условия устойчивости по критерию Гурвица для уравнения (11) имеют вид

$$\begin{cases} T_{\text{B}} T^3 > 0, \\ [T_{\text{B}} T^2 (A + B) + T^3] > 0, \\ [(C + AB) T_{\text{B}} T + (A + B) T^2] > 0, \\ [(AC + K_{\text{PO}} h_3) T_{\text{B}} + (AB + C) T] > 0, \\ [AC + K_{\text{PO}} h_3] > 0, \end{cases} \quad (12)$$

кроме того, необходимо обеспечить выполнение условия

$$[(AC + K_{\text{PO}} h_3) T_{\text{B}} + (AB + C) T] \cdot \{ [T_{\text{B}} T^2 (A + B) + T^3] \cdot [(C + AB) T_{\text{B}} T + (A + B) T^2] - T_{\text{B}} T^3 \cdot [(AC + K_{\text{PO}} h_3) T_{\text{B}} + (AB + C) T] \} - [AC + K_{\text{PO}} h_3] \cdot [T_{\text{B}} T^2 (A + B) + T^3]^2 > 0. \quad (13)$$

При $T = T_B$ (в этом случае наихудшее подавление ПЧМ) условие устойчивости каналов компенсации (13) принимает вид

$$K_{PO} \cdot \left[\frac{\beta - 2AC}{h_3} \right] - K_{PO}^2 + \frac{AC\beta - (AC)^2 + \alpha}{h_3^2} > 0, \quad (14)$$

$$\beta = (A+B+1) \cdot (C+AB+A+B) - 2(AB+C) - (A+B+1)^2, \quad (15)$$

$$\alpha = (AB+C) \cdot [(A+B+1) \cdot (C+AB+A+B) - (AB+C)]. \quad (16)$$

Для ФНЧ 3-го порядка Баттерворта получаем $\beta = -1$, $\alpha = 20$; для ФНЧ 3-го порядка Чебышева 1 рода $\beta = -1,97$, $\alpha = 1,40$. На рисунке 2 приведены результаты расчета границ устойчивой работы каналов компенсации ПУМ с ФНЧ 3-го порядка Баттерворта и Чебышева 1 рода при $T = T_B$, полученные с помощью (14)...(16).

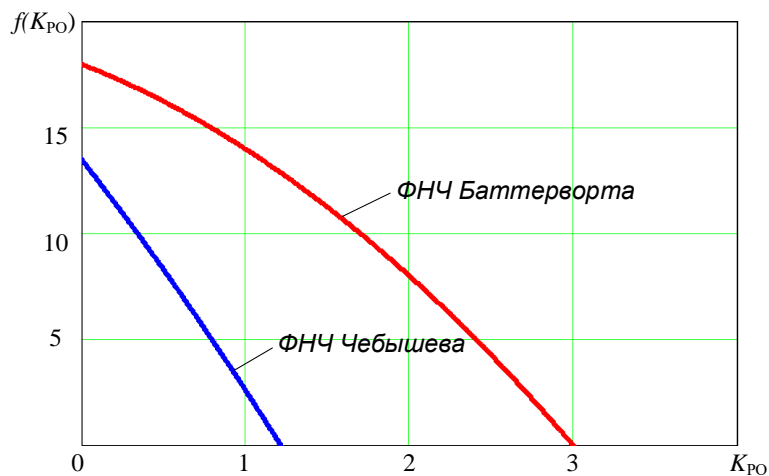


Рис. 2. Границы устойчивой работы каналов компенсации ПУМ с ФНЧ 3-го порядка Баттерворта и Чебышева 1 рода при $T = T_B$

Анализ рис. 2 позволяет сделать вывод, что использование ФНЧ 3-го порядка наталкивается на ограничения коэффициента регулировки по отклонению K_{PO} , а именно: $K_{PO} < 3$ – для ФНЧ Баттерворта; $K_{PO} < 1,25$ – для ФНЧ Чебышева 1 рода.

Частота среза ФВЧ должна быть больше или равна частоте среза ФНЧ₂, т.е. должно выполняться неравенство $T_{H2} \geq T_B$ [7]. При использовании фильтров с различными значениями T_{H2} и T_B , т.е. при $T_B = T$ и $T_{H2} = kT$ ($k > 1$ – некоторый коэффициент) условие устойчивости каналов компенсации (13) принимает следующий вид

$$K_{PO} \cdot [\beta/h_3] - K_{PO}^2 + [\alpha/h_3^2] > 0, \quad (17)$$

$$\beta = (A+B+k) \cdot (C+AB+kA+kB) - 2k(AB+C) - 2AC, \quad (18)$$

$$\alpha = [AC + k(AB+C)] \cdot [(A+B+k)\{AB+C+k(A+B)\} - \{AB+C+k(A+B)\}] - ACk(A+B+k). \quad (19)$$

Для ФНЧ 3-го порядка Баттерворта – $\beta = 2(k^2 + k + 1)$, $\alpha = 4k^3 + 9k^2 + 6k + 2$; для ФНЧ 3-го порядка Чебышева 1 рода – $\beta = 0,60 \cdot k^2 - 0,57 \cdot k + 0,05$, $\alpha = 0,555 \cdot k^3 + 0,538 \cdot k^2 - 0,323 \cdot k + 0,094$. На рисунке 3а показаны результаты расчета границ устойчивой работы каналов компенсации ПУМ с ФНЧ 3-го порядка Баттерворта

при $T_B = T$, $T_{H2} = kT$ и различных значениях $k = 2, 5, 10$, полученные с помощью выражения (17)...(19).

На рисунке 3б показаны результаты расчета границ устойчивой работы канала автокомпенсации ПЧМ и широкополосного канала автокомпенсации ПФМ с ФНЧ 3-го порядка Чебышева 1 рода при $T_B = T$, $T_{H2} = kT$ и различных значениях $k = 2, 5, 10$, полученные с помощью выражения (17)...(19).

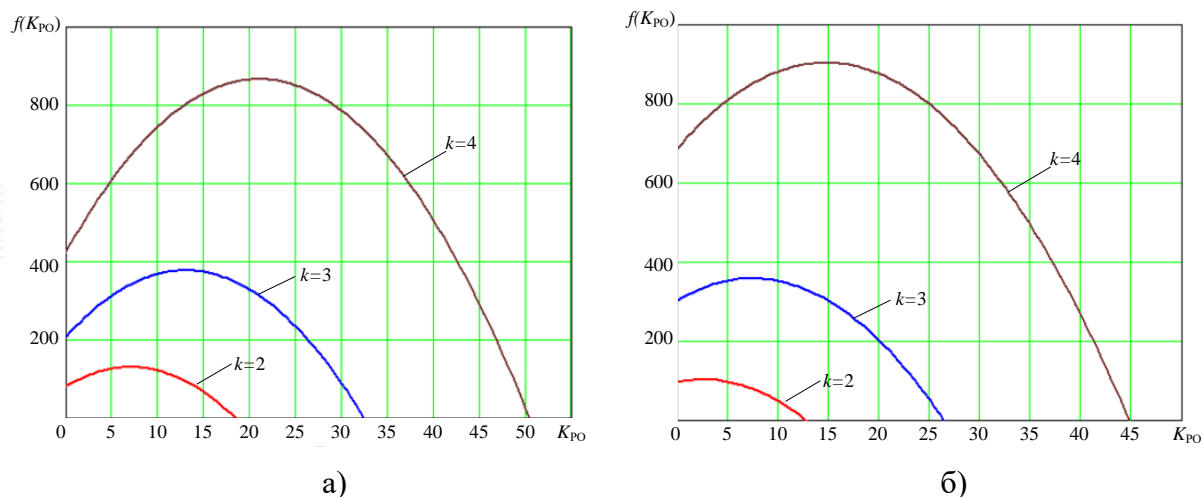


Рис. 3. Границы устойчивой работы каналов автокомпенсации ПУМ:
 а) ФНЧ 3-го порядка Баттерворта при $T_B = T$, $T_{H2} = kT$ и $k = 2, 5, 10$;
 б) ФНЧ 3-го порядка Чебышева 1 рода при $T_B = T$, $T_{H2} = kT$ и $k = 2, 5, 10$

Анализ рис. 3а показывает, что применение ФНЧ 3-го порядка Баттерворта при $T_{H2} = kT_B$ приводит к ограничению коэффициента регулировки по отклонению K_{PO} : при $k = 2$ (при $T_{H2} = 2 \cdot T_B$) необходимо выполнение условия $K_{PO} < 18,5$; при $k = 3$ ($T_{H2} = 3 \cdot T_B$) – $K_{PO} < 32,5$; при $k = 4$ ($T_{H2} = 4 \cdot T_B$) – $K_{PO} < 50,5$. Анализ рис. 3б позволяет сделать вывод, что использование ФНЧ 3-го порядка Чебышева 1 рода при $T_{H2} = kT_B$ приводит к ограничению коэффициента регулировки по отклонению K_{PO} : при $k = 2$ (при $T_{H2} = 2 \cdot T_B$) необходимо выполнение условия $K_{PO} < 12,6$; при $k = 3$ ($T_{H2} = 3 \cdot T_B$) – $K_{PO} < 26,5$; при $k = 4$ ($T_{H2} = 4 \cdot T_B$) – $K_{PO} < 45$.

Для улучшения быстродействия и спектральных характеристик выходного сигнала СЧ с каналами компенсации ПУМ следует рассмотреть использования ФНЧ 4-го порядка (Баттерворта или Чебышева 1-го рода) с передаточной функцией

$$F_{2HЧ4}(p) = \frac{h}{(T^2 p^2 + ATp + B)(T^2 p^2 + CTp + D)}, \quad (20)$$

где $h = 1$, $A = 0,7653$, $B = 1$, $C = 1,8477$, $D = 1$ – для ФНЧ Баттерворта; $h = 0,125$, $A = 0,1703$, $B = 0,9031$, $C = 0,4112$, $D = 0,1959$ – для ФНЧ Чебышева 1-го рода (показатель пульсаций $\varepsilon = 1$) [14].

Характеристическое уравнение при использовании ФНЧ 4-го порядка имеет вид

$$a_0 p^5 + a_1 p^4 + a_2 p^3 + a_3 p^2 + a_4 p + a_5 = 0, \quad (21)$$

где $a_0 = T_B T^4$; $a_1 = (C + A)T_B T^3 + T^4$; $a_2 = (AC + B + D)T_B T^2 + (C + A)T^3$; $a_3 = BD + K_{PO}h$; $a_4 = (AD + BC)T_B T + (AC + B + D)T^2$; $a_5 = (BD + K_{PO}h)T_B + (AD + BC)T$.

Условия устойчивости каналов по критерию Гурвица [9], кроме положительности всех коэффициентов уравнения (21), требуется выполнение еще двух условий

$$\begin{cases} a_1 a_2 - a_0 a_3 > 0, \\ (a_1 a_2 - a_0 a_3)(a_3 a_4 - a_2 a_5) - (a_1 a_4 - a_0 a_5)^2 > 0. \end{cases} \quad (22)$$

При использовании ФНЧ 4-го порядка Баттерворта имеем: $a_{0_Б} = T_B T^4$; $a_{1_Б} = 2,613 \cdot T_B T^3 + T^4$; $a_{2_Б} = 3,414 \cdot T_B T^2 + 2,613 \cdot T^3$; $a_{3_Б} = 2,613 \cdot T_B T + 3,414 \cdot T^2$; $a_{4_Б} = (1 + K_{PO}) T_B + 2,613 \cdot T$; $a_{5_Б} = 1 + K_{PO}$. В случае ФНЧ 4-го порядка Чебышева: $a_{0_Ч} = T_B T^4$; $a_{1_Ч} = 0,582 \cdot T_B T^3 + T^4$; $a_{2_Ч} = 1,169 \cdot T_B T^2 + 0,582 \cdot T^3$; $a_{3_Ч} = 0,405 \cdot T_B T + 1,169 \cdot T^2$; $a_{4_Ч} = (0,177 + 0,125 \cdot K_{PO}) T_B + 0,405 \cdot T$; $a_{5_Ч} = 0,177 + 0,125 \cdot K_{PO}$. Проанализируем случай $T_B = T$. Коэффициенты характеристического уравнения (21) будут следующие:

1) для ФНЧ 4-го порядка Баттерворта: $a_{0_Б} = T^5$; $a_{1_Б} = 3,613 \cdot T^4$; $a_{2_Б} = 6,027 \cdot T^3$; $a_{3_Б} = 6,027 \cdot T^2$; $a_{4_Б} = (3,613 + K_{PO}) \cdot T$; $a_{5_Б} = 1 + K_{PO}$;

2) для ФНЧ 4-го порядка Чебышева: $a_{0_Ч} = T^5$; $a_{1_Ч} = 1,582 \cdot T^4$; $a_{2_Ч} = 1,751 \cdot T^3$; $a_{3_Ч} = 1,574 \cdot T^2$; $a_{4_Ч} = (0,582 + 0,125 \cdot K_{PO}) \cdot T$; $a_{5_Ч} = 0,177 + 0,125 \cdot K_{PO}$.

Условие устойчивости каналов компенсации ПУМ для ФНЧ Баттерворта 4-го порядка имеет вид

$$\begin{cases} 15,749 \cdot T^7 > 0, \\ T^{10} \cdot (102,732 - 62,994 \cdot K_{PO} - 6,828 \cdot K_{PO}^2) > 0. \end{cases} \quad (23)$$

При использовании ФНЧ Чебышева 4-го порядка условие устойчивости каналов компенсации ПУМ имеет вид

$$\begin{cases} 1,196 \cdot T^7 > 0, \\ T^{10} \cdot (0,171 - 0,135 \cdot K_{PO} - 0,005 \cdot K_{PO}^2) > 0. \end{cases} \quad (24)$$

Результаты анализа выражений (23), (24) позволяют сделать вывод, что применение ФНЧ 4-го порядка наталкивается на достаточно жесткие ограничения коэффициента регулировки по отклонению K_{PO} : $K_{PO} < 1,39$ – для ФНЧ Баттерворта; $K_{PO} < 1,25$ – для ФНЧ Чебышева 1 рода. Использование фильтров Баттерворта и Чебышева высоких порядков позволяет обеспечить заданный уровень искажений выходного сигнала СЧ при высоком быстродействии устройства компенсации. С другой стороны, в этом случае необходимо решать более жесткие проблемы устойчивости каналов компенсации ПУМ.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе в аналитическом виде определены условия устойчивости каналов компенсации паразитной угловой модуляции возбудителя радиопередающих устройств бортовых комплексов средств связи. Проанализированы границы областей устойчивой работы предложенной архитектуры каналов компенсации ПЧМ и ПФМ при использовании фильтров первого порядка, а также фильтров нижних частот Баттерворта и Чебышева 1-го рода второго, третьего и четвертого порядков. Полученные в данной работе результаты могут быть использованы при проектировании и разработке бортовых комплексов средств связи и передачи данных, телекоммуникационных систем,

использующих современные сигнально-кодовые конструкции и цифровые виды модуляции.

ЛИТЕРАТУРА

1. Скрипник И.В. Опыт разработки и направления развития радиосвязного оборудования для пилотируемой и беспилотной авиации // Электросвязь. – 2022. – № 3. – С. 24–29.
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. 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 (SINKHROINFO). – Arkhangelsk, Russian Federation, 2022: IEEE Xplore digital library. – P. 1–7.
4. 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.
5. 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.
6. Леньшин А.В., Тихомиров В.Н., Тихомиров Н.М., Шаталов Е.В. Особенности построения малошумящих быстродействующих синтезаторов для систем радиосвязи УКВ диапазона // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б.Я. Осипова (г. Воронеж, 27–29 сентября 2022 г.). Т. 2. / ВГУ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж: ИД ВГУ, 2022. – С. 216–223.
7. Леньшин А.В., Коротков Д.Ю., Репин Д.Д. Архитектурные решения автоматической компенсации фазовых искажений гибридного синтезатора частот // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б.Я. Осипова (г. Воронеж, 27–29 сентября 2022 г.). Т. 2. / ВГУ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж: ИД ВГУ, 2022. – С. 75–83.
8. Лебедев В.В., Мушин А.Д., Буславский В.Т. Функциональные модели и архитектуры каналов компенсации паразитной угловой модуляции цифровых синтезаторов частот // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б.Я. Осипова (г. Воронеж, 27–29 сентября 2022 г.). Т. 2. / ВГУ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж: ИД ВГУ, 2022. – С. 307–318.
9. Леньшин А.В., Шаталов Е.В. Частотные и динамические характеристики устройств компенсации фазовых искажений синтезаторов частот // Телекоммуникации. – 2022. – № 12. – С. 2–13.
10. Леньшин А.В., Мушин А.Д. Динамические характеристики каналов компенсации паразитной угловой модуляции синтезатора частот для авиационных средств радиосвязи // Актуальные проблемы развития вооружения и военной авиационной техники (вертолетов): сборник материалов III Международной военно-научной конференции, посвященной памяти конструкторов вертолетов М.Л. Миля и Н.И. Камова (24 ноября 2022 г., г. Сызрань) / Под ред. Ю.А. Савченко. – Киров: Изд-во МЦИТО, 2022. – С. 165–172.
11. Бессекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. – 4-е изд., перераб. и доп. – СПб.: Профессия, 2004. – 747 с.

12. Леньшин А.В., Буславский В.Т. Устойчивость широкополосного автокомпенсатора паразитной угловой модуляции синтезатора частот для бортовых систем радиосвязи и передачи данных // Актуальные проблемы развития вооружения и военной авиационной техники (вертолетов): сборник материалов III Международной военно-научной конференции, посвященной памяти конструкторов вертолетов М.Л. Миля и Н.И. Камова (24 ноября 2022 г., г. Сызрань) / Под ред. Ю.А. Савченко. – Киров: Изд-во МЦИТО, 2022. – С. 173–180.
13. Леньшин А.В., Шаталов Е.В., Кузнецов А.В. Быстродействие цифровых синтезаторов частот с фильтрами нижних частот высоких порядков // Теория и техника радиосвязи. – 2003. – № 2. – С. 115–120.
14. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров. – М.: Радио и связь, 1983. – 752 с.
15. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Шаталов Е.В., Зародин С.Г. Анализ быстродействия автокомпенсаторов регулярных помех цифровых синтезаторов частот // Теория и техника радиосвязи. – 2003. – № 3. – С. 98–102.

REFERENCES

1. Skripnik I.V. Experience in the development and directions of development of radio communication equipment for manned and unmanned aircraft // Telecommunication. 2022. № 3. – pp. 24–29.
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. 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 (SINKHROINFO). Arkhangelsk, Russian Federation, 2022: IEEE Xplore digital library. – P. 1–7.
4. 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.
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. №. 9. – pp. 20–27.
6. Lenshin A.V., Tikhomirov V.N., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V. Features of building low-noise high-speed synthesizers for VHF radio communication systems // Radar, navigation, communications: proceedings of the XXVIII International Scientific and Technical Conference dedicated to the memory of B.Ya. Osipov (Voronezh, September 27-29, 2022). Vol. 2. / VSU; JSC «Concern «Constellation». Voronezh: VSU Publishing House, 2022. – pp. 216–223.
7. Lenshin A.V., Korotkov D.Yu., Repin D.D. Architectural solutions for automatic phase distortion compensation of a hybrid frequency synthesizer // Radar, navigation, communication: proceedings of the XXVIII International Scientific and Technical Conference dedicated to the memory of B.Ya. Osipov (Voronezh, September 27-29, 2022). Vol. 2. / VSU; JSC «Concern «Constellation». Voronezh: VSU Publishing House, 2022. – pp. 75–83.
8. Lebedev V.V., Mushin A.D., Buslavsky V.T. Functional models and architectures of channels for compensation of parasitic angular modulation of digital frequency synthesizers // Radar, navigation, communications: proceedings of the XXVIII International Scientific and Technical Conference dedicated to the memory of B.Ya. Osipov (Voronezh, September 27-29, 2022). Vol. 2. / VSU; JSC «Concern «Constellation». Voronezh: VSU Publishing House, 2022. – pp. 307–318.

9. Lenshin A.V., Shatalov E.V. Frequency and dynamic characteristics of phase distortion compensation devices of frequency synthesizers // Telecommunications. 2022. № 12. – pp. 2–13.
10. Lenshin A.V., Mushin A.D. Dynamic characteristics of channels for compensation of parasitic angular modulation of a frequency synthesizer for aviation radio communications // Actual problems of development of armament and military aviation equipment (helicopters): collection of materials of the III International Military Scientific Conference dedicated to the memory of helicopter designers M.L. Mil and N.I. Kamov (November 24, 2022, Syzran) / Edited by Yu.A. Savchenko. Kirov: ICITO Publishing House, 2022. – pp. 165–172.
11. Besekersky V.A., Popov E.P. Theory of automatic control systems. 4th ed., reprint. and additional St. Petersburg: Profession, 2004. – 747 p.
12. Lenshin A.V., Buslavsky V.T. Stability of a broadband auto-compensator of a parasitic angular modulation of a frequency synthesizer for on-board radio communication and data transmission systems // Actual problems of the development of armament and military aviation technology (helicopters): collection of materials of the III International Military Scientific Conference dedicated to the memory of helicopter designers M.L. Mil and N.I. Kamov (November 24, 2022, Syzran) / Edited by Yu.A. Savchenko. Kirov: ICITO Publishing House, 2022. – pp. 173–180.
13. Lenshin A.V., Shatalov E.V., Kuznetsov A.V. The speed of digital frequency synthesizers with high-order low-pass filters // Theory and technology of radio communications. 2003. № 2. – pp. 115–120.
14. Zaal R. Handbook of filter calculation. M.: Radio and Communications, 1983. – 752 p.
15. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V., Zabrodin S.G. Analysis of the performance of autocompensators of regular interference of digital frequency synthesizers // Theory and technology of radio communication. 2003. № 3. – pp. 98–102.

АРХИТЕКТУРЫ ДВУХТОЧЕЧНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ С КАНАЛАМИ КОМПЕНСАЦИИ ИСКАЖЕНИЙ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО МОДУЛЯТОРА

А.В. Леньшин, Д.Д. Репин, М.В. Матуразов

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

Аннотация. Предложены структурные схемы синтезаторов частот с двухточечной частотной модуляцией и каналами компенсации искажений импульсно-фазового модулятора, с применением математического аппарата непрерывных кусочно-линейных функций разработаны функциональные модели предложенных архитектур синтезаторов частот.

Ключевые слова: синтезатор частот, канал компенсации, импульсно-фазовый модулятор, функциональная модель.

ARCHITECTURES OF TWO-POINT FREQUENCY SYNTHESIZERS WITH DISTORTION COMPENSATION CHANNELS PULSE-PHASE MODULATOR

A. V. Lenshin, D. D. Repin, M.V. Maturazov

Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

Abstract. Structural schemes of frequency synthesizers with two-point frequency modulation and channels for compensation of distortions of the pulse-phase modulator are proposed, functional models of the proposed architectures of frequency synthesizers are developed using the mathematical apparatus of continuous piecewise linear functions.

Keywords: frequency synthesizer, compensation channel, pulse-phase modulator, functional model.

1. ВВЕДЕНИЕ

Отличительной чертой настоящего времени является стремительное возрастание роли авиации для решения различных задач в сфере обеспечения государственной безопасности, укрепления обороноспособности страны, охраны общественного порядка, предотвращения террористических актов, ликвидации последствий техногенных катастроф и стихийных бедствий. Анализ процессов управления летательными аппаратами (ЛА) при решения типовых задач авиации показывает, что комплексы средств воздушной радиосвязи (КСВР) являются основными средствами для управления одиночными и групповыми действиями ЛА, посредством КСВР и осуществляется передача команд с пункта управления (ПУ) на борт ЛА, решение задач траекторного управления и информационного обеспечения [1, 2].

В современных и перспективных КСВР широко используется частотная (ЧМ) и фазовая модуляции (ФМ), частотная (ЧМн) и фазовая манипуляции (ФМн). Использование современных сигнально-кодовых конструкций и цифровых методов модуляции, а также перспектив дальнейшего их совершенствования проводит к ужесточению требований к качественным характеристикам передаваемого сигнала [3, 4]. Это объясняет постоянный интерес к исследованию синтезаторов частот (СЧ) на основе системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ) с импульсно-фазовым модулятором (ИФМ), используемых в КСВР в качестве возбудителей

радиопередающих устройств и гетеродинов радиоприемных устройств [5, 6]. СЧ должен удовлетворять жестким требованиям, среди которых следует выделить: шаг дискретной сетки частот, диапазон рабочих частот, коэффициент подавления паразитных колебаний, спектральная чистота формируемого сигнала, малые энергопотребление и массогабаритные показатели [7, 8].

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Возникновение паразитной угловой (частотной, фазовой) модуляции является результатом действия различных дестабилизирующих факторов, имеющих различную природу, и учесть их все зачастую не представляется возможным. Разработка и исследование схемотехнических решений и устройств ослабления паразитной модуляции в устройствах формирования сигналов, независимо от природы их возникновения, является актуальной задачей.

В работе [9] приведены архитектуры СЧ с двухточечной частотной модуляцией и каналами компенсации помех ИФМ, включенными в опорный канал между делителем частоты с фиксированным коэффициентом деления (ДФКД) и импульсно-фазовым детектором (ИФД), а также включенными в цепь обратной связи между делителем частоты с дробно-переменным коэффициентом деления (ДДПКД) и ИФД.

Целью данной работы является обоснование структурных схем двухточечных СЧ с каналами компенсации искажений ИФМ и разработка с применением математического аппарата непрерывных кусочно-линейных функций функциональных моделей предложенных структурных схем СЧ.

3. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Закон изменения мгновенной частоты ЧМ сигнала описывается выражением

$$\omega_{\text{ЧМ}}(t) = \omega_0 + k_{\text{ЧМ}} b_m x(t), \quad (1)$$

полная фаза ЧМ сигнала

$$\Phi_{\text{ЧМ}}(t) = \int_0^t \omega_{\text{ЧМ}}(\tau) d\tau = \omega_0 t + \omega_{\text{д}} \int_0^t x(\tau) d\tau + \varphi_0, \quad (2)$$

где $k_{\text{ЧМ}}$ – крутизна статической модуляционной характеристики частотного модулятора в рабочей точке; b_m – амплитуда сообщения (первичного сигнала) $b(t)$; $x(t) = b(t)/b_m$ – нормированное сообщение; $\omega_{\text{д}} = k_{\text{ЧМ}} b_m$ – девиация частоты.

ЧМ с разрывной фазой или некогерентная модуляция FSK (частотная манипуляция) представляет собой изменение несущей частоты исходного ВЧ колебания в соответствии с амплитудой импульсов цифрового модулирующего сигнала. Комплексная огибающая ЧМ сигнала и ВЧ M -уровневый ЧМ сигнал на k -ом символьном интервале имеют вид

$$g_k(t) = \exp j[w_k(t)\omega_{\text{д}}t + \varphi_k], \quad (3)$$

$$s_k(t) = U \cos[\omega_0 t + w_k(t)\omega_{\text{д}}t + \varphi_k], \quad (4)$$

где $w_k(t)$ – модулирующий сигнал; $\omega_{\text{д}}$ – девиация частоты [10].

ЧМ с непрерывной фазой CPFSK представляет собой нелинейную модуляцию с памятью, характеризуется изменением частоты при сохранении непрерывности фазы на переходе от одного символьного интервала к другому. Формальное представление

сигнала CPFSK основано на представлении фазы ВЧ колебания $\theta(t)$ как непрерывной функции времени и модулирующего сигнала $w(t)$: $\theta(t) = \int_0^t \omega_d w(\tau) d\tau$.

Комплексная огибающая и ВЧ ЧМ сигнал на k -ом символьном интервале имеют вид

$$g_k(t) = \exp j[\theta_k(t) + \varphi], \quad (6)$$

$$s_k(t) = U \cos[\omega_0 t + \theta_k(t) + \varphi], \quad (7)$$

где $\theta_k(t)$ – непрерывная фаза на k -ом символьном интервале. $\theta(t)$ – непрерывная фаза (фазовая траектория) [10].

С целью повышения быстродействия и фильтрации искажений, проявляющихся в виде паразитной частотной модуляции (ПЧМ), на выходе СЧ рассмотрим структурную схему СЧ с двухточечной модуляцией методом ЧМ12 и каналом компенсации помех ИФМ, включенного в опорный канал между ДФКД и ИФД.

Введение второй точки модуляции в опорном канале приводит к ухудшению кратковременной стабильности частоты несущего колебания СЧ, что связано с влиянием дестабилизирующих факторов на ИФМ [9]. Увеличивается фазовая нестабильность импульсов на выходе ИФМ, что приводит к ПЧМ выходного сигнала СЧ. Устранение указанных негативных факторов может быть достигнуто введением в СЧ канала компенсации паразитных приращений фазы импульсов на выходе ИФМ [8, 11]. По цепи отрицательной обратной связи обрабатываются паразитные приращения фазы импульсов на выходе ИФМ, вызванные действием помех от наводок сети, мощных оконечных каскадов радиопередающего устройства, из-за изменений характеристик ИФМ при изменении температуры окружающей среды, старении элементов и т.д.

Структурная схема СЧ с двухточечной модуляцией ЧМ12 и каналом компенсации искажений ИФМ, включенного в опорный канал между ДФКД и ИФД, приведена на рисунке 1. На рис. 1 обозначено: ОКГ – опорный кварцевый генератор; У1, У2 – усилители постоянного тока; СМ1, СМ2 – сумматоры; ФНЧ – фильтр нижних частот; ДДПКД – делитель частоты с дробно-переменным коэффициентом деления; МК – микроконтроллер; ГУН – генератор, управляемый напряжением; ИС – источник информационного сигнала.

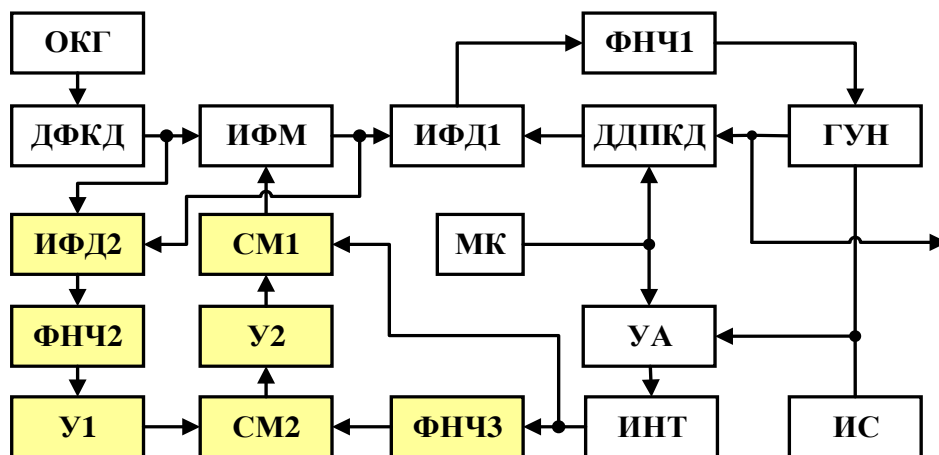


Рис. 1. Структурная схема СЧ с двухточечной модуляцией ЧМ12 и каналом компенсации искажений ИФМ, включенного в опорный канал между ДФКД и ИФД

Импульсы с выхода ИФМ с суммарной полезной φ_M и паразитной φ_{Π} фазовой модуляцией ($\varphi_M + \varphi_{\Pi}$) поступают на сигнальный вход ИФД2, на опорный вход которого поступают немодулированные опорные импульсы с выхода ДФКД, на выходе ФНЧ2 после ИФД2 образуется сигнал ошибки, на выходе У1 формируется напряжение, пропорциональное ($-\varphi_M - \varphi_{\Pi}$) в полосе пропускания ФНЧ2, и подается на первый вход СМ2. На второй вход СМ2 с выхода ФНЧ3 с полосой пропускания, равной полосе пропускания ФНЧ2, поступает модулирующее напряжение, пропорциональное φ_M в полосе пропускания ФНЧ3. В итоге на выходе СМ2 формируется сигнал, пропорциональный ($-\varphi_{\Pi}$) в полосе пропускания ФНЧ2.

С выхода СМ2 напряжение ошибки через У2 поступает на первый вход СМ1, на второй вход которого с выхода ИНТ поступает модулированный сигнал, изменяющийся по закону φ_M . На выходе СМ1 формируется управляющее напряжение, изменяющееся по закону ($\varphi_M - \varphi_{\Pi}$), которое далее подается на модулирующий вход ИФМ и компенсирует в полосе пропускания ФНЧ2 искажение модуляции фазы опорных импульсов. На выходе ИФМ опорные импульсы будут промодулированы в соответствии с исходным модулирующим сигналом и ослаблены паразитные фазовые приращения, влияющие на кратковременную стабильность частоты выходного сигнала СЧ.

Дифференциальное уравнение, описывающее процессы в канале компенсации искажений ИФМ, в общем случае является нелинейным, имеет произвольный порядок и в большинстве случаев не имеет общего решения. Вместе с тем, использование математического аппарата непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) [12] позволяет получить для радиоустройств с произвольными нелинейными характеристиками составляющих звеньев выражения передаточных характеристик, количественно и качественно исследовать устойчивость и динамические свойства устройств. Данный методологический подход используется и для разработки функциональной модели предложенного канала компенсации искажений ИФМ при аппроксимации характеристики нелинейных звеньев (ИФД, ГУН) [13] канала компенсации при помощи НКЛФ.

В этом случае функциональная модель СЧ с двухточечной модуляцией ЧМ12 и каналом компенсации искажений ИФМ, включенного в опорный канал между ДФКД и ИФД, имеет следующий вид (рисунок 2).

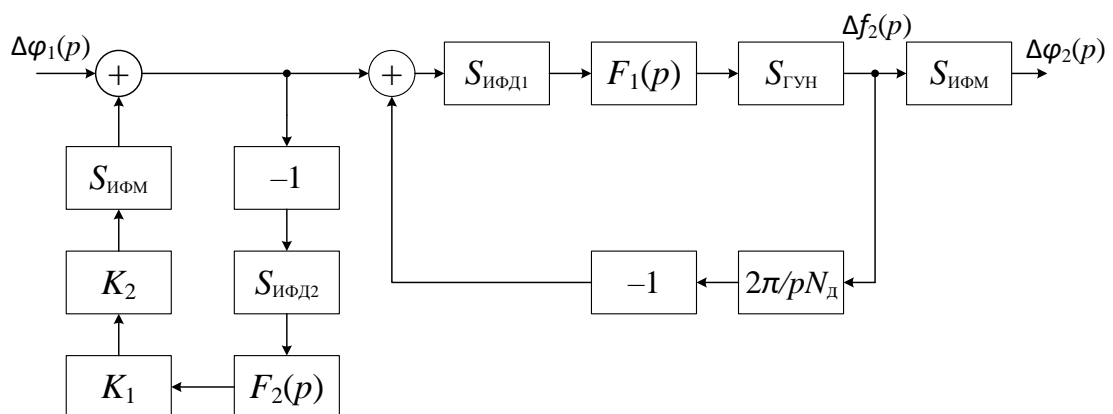


Рис. 2. Функциональная модель СЧ с ЧМ12 и каналом компенсации искажений ИФМ, включенного в опорный канал между ДФКД и ИФД

На рис. 2 обозначено: $S_{\text{ИФМ}}$, $S_{\text{ИФД}}$, $S_{\text{ГУН}}$ – крутизна характеристики ИФМ, ИФД и ГУН соответственно; $F_1(p)$, $F_2(p)$ – передаточные функции ФНЧ1 и ФНЧ2 соответственно; $N_{\text{д}}$ – коэффициент деления ДДПКД; K_1 , K_2 – коэффициенты усиления усилителей У1 и У2 соответственно.

Передаточная функция «частота – фаза» исследуемой функциональной модели (рис. 2) для ПЧМ СЧ имеет следующий вид

$$H_{\Delta f}(p) = \frac{\Delta f_2(p)}{\Delta \varphi_1(p)} = \frac{S_{\text{ИФД1}} \cdot S_{\text{ГУН}} \cdot F_1(p)}{1 + \frac{2\pi}{pN_{\text{д}}} \cdot S_{\text{ИФД1}} \cdot S_{\text{ГУН}} \cdot F_1(p)} \cdot \frac{1}{1 + K_1 \cdot K_2 \cdot S_{\text{ИФД2}} \cdot S_{\text{ИФМ}} \cdot F_2(p)}, \quad (9)$$

после преобразований

$$H_{\Delta f}(p) = \frac{N_{\text{д}}}{2\pi} \cdot \frac{p}{[1 + pT_{\text{PLL}}/F_1(p)] \cdot [1 + N_{\text{р}} \cdot F_2(p)]}, \quad (10)$$

где $T_{\text{PLL}} = N_{\text{д}}/2\pi \cdot S_{\text{ИФД1}} \cdot S_{\text{ГУН}}$ – постоянная времени системы ИФАПЧ; $N_{\text{р}} = K_1 \cdot K_2 \cdot S_{\text{ИФД2}} \cdot S_{\text{ИФМ}}$ – коэффициент регулировки канала компенсации.

При нормировке (10) на величину $N_{\text{д}}/2\pi T_{\text{PLL}}$, получаем нормированную передаточную функцию «частота – фаза» СЧ (рис. 2)

$$H_{\Delta f}^*(p) = \frac{pT_{\text{PLL}}}{[1 + pT_{\text{PLL}}/F_1(p)]} \cdot H_{\text{КК}}(p), \quad (11)$$

где $H_{\text{КК}}(p) = \frac{1}{1 + N_{\text{р}} \cdot F_2(p)}$ – передаточная функция канала компенсации.

Передаточная функция «фаза – фаза» функциональной модели СЧ (рис. 2) имеет следующий вид

$$H_{\Delta \varphi}(p) = \frac{\Delta \varphi_2(p)}{\Delta \varphi_1(p)} = N_{\text{д}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{pT_{\text{PLL}}}{F_1(p)}} \cdot H_{\text{КК}}(p). \quad (12)$$

При нормировке (12) на величину $N_{\text{д}}$, получаем нормированную передаточную функцию «фаза – фаза» СЧ (рис. 2)

$$H_{\Delta \varphi}^*(p) = \frac{\Delta \varphi_2(p)}{\Delta \varphi_1(p)} = \frac{1}{1 + \frac{pT_{\text{PLL}}}{F_1(p)}} \cdot H_{\text{КК}}(p). \quad (13)$$

При использовании в СЧ метода ЧМ13 введение второй точки модуляции в цепи обратной связи кольца ИФАПЧ приводит к ухудшению кратковременной стабильности частоты несущего колебания СЧ вследствие влияния дестабилизирующих факторов на ИФМ [5], в результате чего увеличивается фазовая нестабильность импульсов на выходе ИФМ, что приводит к образованию ПЧМ выходного сигнала СЧ.

На рисунке 3 представлена структурная схема СЧ с двухточечной модуляцией ЧМ13 и каналом компенсации искажений ИФМ, включенного в цепь обратной связи между ДДПКД и ИФД (ИНВ – инвертор).

Импульсы с выхода ИФМ (рис. 3) с паразитной фазовой модуляцией (ПФМ) $\varphi_{\text{п}}$ поступают на сигнальный вход ИФД2, на опорный вход которого поступают модулированные по фазе импульсы с выхода ДДПКД. На выходе ФНЧ2 после ИФД2 образуется сигнал ошибки, на выходе У1 формируется напряжение, соответствующее фазовой ошибке ($\varphi_{\text{м}} - \varphi_{\text{п}}$) в полосе пропускания ФНЧ2, которое поступает на первый

вход СМ2. На второй вход СМ2 с выхода ИНВ через ИНТ и ФНЧ3 поступает модулирующее напряжение, пропорциональное величине $(-\varphi_M)$ в полосе пропускания ФНЧ3. При этом полосы пропускания ФНЧ2 и ФНЧ3 равны. На выходе СМ2 образуется сигнал, соответствующий только $(-\varphi_{II})$ в полосе пропускания ФНЧ2.

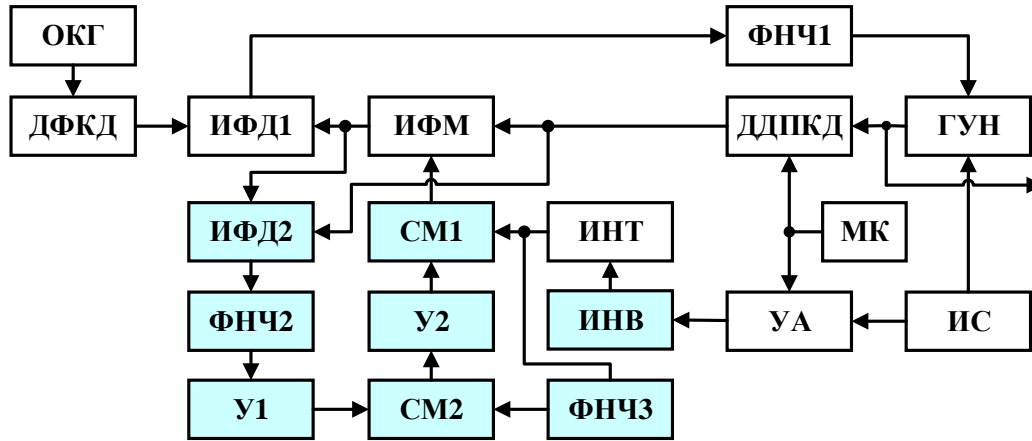


Рис. 3. Структурная схема СЧ с двухточечной модуляцией ЧМ13 и каналом компенсации искажений ИФМ, включенного в цепь обратной связи между ДДПКД и ИФД

Далее через У2 напряжение поступает на первый вход СМ1, на второй вход которого с выхода ИНТ поступает модулирующий сигнал, соответствующий закону $(-\varphi_M)$. Окончательно на выходе СМ1 формируется управляющее напряжение, изменяющееся по закону $(-\varphi_M - \varphi_{II})$, которое поступает на модулирующий вход ИФМ, т.е. поступает противофазный модулирующий сигнал с предискажением. Данное предискажение в соответствии с $(-\varphi_M - \varphi_{II})$ в полосе пропускания ФНЧ2 компенсирует ПФМ импульсов в ИФМ. На выходе ИФМ формируются импульсы, у которых отсутствует как паразитная модуляция φ_{II} , так и модуляция фазы φ_M от информационного сигнала.

Функциональная модель СЧ с двухточечной модуляцией ЧМ13 и каналом компенсации искажений ИФМ, включенного в цепь обратной связи между ДДПКД и ИФД, разработанная при помощи математического аппарата НКЛФ [12], представлена на рисунке 4.

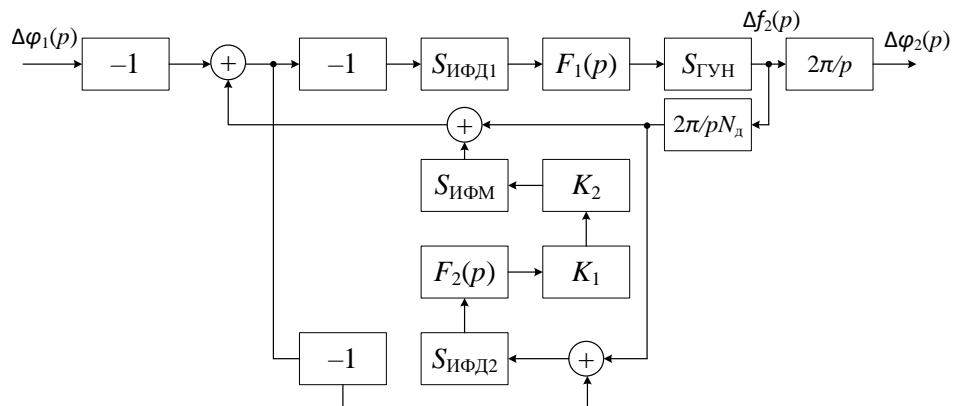


Рис. 4. Функциональная модель СЧ с ЧМ13 и каналом компенсации искажений ИФМ, включенного в цепь обратной связи между ДДПКД и ИФД

Нормированная передаточная функция «частота – фаза» СЧ (рис. 4) имеет вид

$$H_{\Delta f}^*(p) = \frac{pT_{PLL}}{1 + pT_{PLL}/F_1(p)H_{KK}(p)}. \quad (14)$$

Нормированная передаточная функция «фаза – фаза» СЧ (рис. 4) имеет вид

$$H_{\Delta \varphi}^*(p) = \frac{1}{1 + \frac{pT_{PLL}}{F_1(p)H_{KK}(p)}}. \quad (15)$$

В ходе дальнейших исследований на основе математического аппарата НКЛФ планируется проведение анализа динамических и частотных характеристик предложенных структурных схем, а также исследования устойчивости предложенных схем для различных характеристик фильтров нижних частот.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведены структурные схемы синтезаторов частот с двухточечной частотной модуляцией и каналами компенсации искажений импульсно-фазового модулятора, включенными в опорный канал между ДФКД и ИФД, а также включенными в цепь обратной связи между ДДПКД и ИФД. С использованием математического аппарата непрерывных кусочно-линейных функций разработаны функциональные модели предложенных архитектур синтезаторов частот.

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. Иванов М.С., Понаморев А.В., Макаренко С.И. Моделирование трафика, передаваемого в канале управления летательным аппаратом при управлении им в процессе выполнения специальных задач. Часть 1. Модель интенсивности нестационарного трафика на различных этапах полета // Системы управления, связи и безопасности. – 2021. – № 6. – С. 120–147.
3. 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 В.Н., Тихомиров Н.М., Шаталов Е.В. Особенности построения малошумящих быстродействующих синтезаторов для систем радиосвязи УКВ диапазона // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б.Я. Осипова (г. Воронеж, 27–29 сентября 2022 г.). Т. 2. / ВГУ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж: ИД ВГУ, 2022. – С. 216–223.
5. 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.
6. Леньшин А.В., Шаталов Е.В. Частотные и динамические характеристики устройств компенсации фазовых искажений синтезаторов частот // Телекоммуникации. – 2022. – № 12. – С. 2–13.
7. 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.

8. Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., Тихомиров В.Н. Выбор архитектурных и схемотехнических решений при проектировании синтезаторов частот // Фундаментально-прикладные проблемы безопасности, живучести, надежности, устойчивости и эффективности систем: материалы международной научно-практической конференции, посвящённой 95-летию со дня рождения выдающегося ученого академика АН СССР (РАН) В.С. Авдуевского. – Елец: Елецкий ГУ им. И. А. Бунина, 2017. – С. 361–365.
9. Леньшин А.В., Репин Д.Д. Построение синтезаторов частот с двухточечной частотной модуляцией и каналами автокомпенсации помех импульсно-фазового модулятора // Актуальные проблемы развития вооружения и военной авиационной техники (вертолетов): сборник материалов III Международной военно-научной конференции, посвященной памяти конструкторов вертолетов М.Л. Миля и Н.И. Камова (24 ноября 2022 г., г. Сызрань) / Под ред. Ю.А. Савченко. – Киров: Изд-во МЦИТО, 2022. – С. 181–185.
10. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь. Учебное пособие для вузов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Горячая линия–Телеком, 2022. – 518 с.
11. Леньшин А.В., Тихомиров В.Н., Шаталов Е.В. Анализ вариантов снижения уровня побочных спектральных составляющих синтезаторов с фазовой автоподстройкой частоты // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции, посвященной 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова. Т. 1. / ВГУ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж: ИД ВГУ, 2021. – С. 362–369.
12. Курилов И.А., Ромашов В.В., Жиганова Е.А., Романов Д.Н., Васильев Г.С., Харчук С.М., Суржик Д.И. Методы анализа радиоустройств на основе функциональной аппроксимации. // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2014. – № 1 (13). – С. 35–49.
13. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Шаталов Е.В. Определение спектра шумов помех дробности в непрерывной нелинейной модели системы фазовой автоподстройки. // Телекоммуникации. – 2017. – № 12. – С. 2–6.

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. Ivanov M.S., Ponomarev A.V., Makarenko S.I. Modeling of traffic transmitted in the control channel of an aircraft when controlling it in the process of performing special tasks. Part 1. A model of the intensity of non-stationary traffic at various stages of the flight // Control, communication and security systems. 2021. № 6. – pp. 120–147.
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. № 9. – pp. 20–27.
4. Lenshin A.V., Tikhomirov V.N., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V. Features of building low-noise high-speed synthesizers for VHF radio communication systems // Radar, navigation, communications: proceedings of the XXVIII International Scientific and Technical Conference dedicated to the memory of B.Ya. Osipov (Voronezh, September 27–29, 2022). Vol. 2. / VSU; JSC «Concern «Constellation». Voronezh: VSU Publishing House, 2022. – pp. 216–223.
5. 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.

6. Lenshin A.V., Shatalov E.V. Frequency and dynamic characteristics of phase distortion compensation devices of frequency synthesizers // Telecommunications. 2022. № 12. – pp. 2–13.
7. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Tikhomirov V.N., Shatalov E.V. Construction of low-noise high-speed frequency synthesizers for VHF radio communication. // Synchronization systems, signal generation and processing. 2021. № 5. – pp. 25–28.
8. Tikhomirov N.M., Lenshin A.V., Tikhomirov V.N. The choice of architectural and circuit engineering solutions in the design of frequency synthesizers // Fundamental and applied problems of safety, survivability, reliability, stability and efficiency of systems: materials of the international scientific and practical conference dedicated to the 95th anniversary of the birth of an outstanding scientist academician of the Academy of Sciences USSR (RAS) V.S. Avduevsky. Yelets: Yelets State University named after I.A. Bunin, 2017. – pp. 361–365.
9. Lenshin A.V., Repin D.D. Construction of frequency synthesizers with two-point frequency modulation and auto-compensation channels of pulse-phase modulator interference // Actual problems of development of armament and military aviation equipment (helicopters): collection of materials of the III International Military Scientific Conference dedicated to the memory of helicopter designers M.L. Mil and N.I. Kamov (November 24, 2022, Syzran) / Edited by Yu.A. Savchenko. Kirov: Publishing House of the ICITO, 2022. – pp. 181–185.
10. Galkin V.A. Digital mobile radio communication. Textbook for universities. 3rd ed., reedition. and additional. M.: Hotline–Telecom, 2022. – 518 p.
11. Lenshin A.V., Tikhomirov V.N., Shatalov E.V. Analysis of options for reducing the level of side spectral components of synthesizers with phase auto-tuning of frequency // Radar, navigation, communications: proceedings of the XXVII International Scientific and Technical Conference dedicated to the 60th anniversary of space flights by Yu.A. Gagarin and G.S. Titov. Vol. 1. / VSU; JSC «Concern «Constellation». Voronezh: VSU Publishing House, 2021. – pp. 362–369.
12. Kurilov I.A., Romashov V.V., Zhiganova E.A., Romanov D.N., Vasiliev G.S., Kharchuk S.M., Surzhik D.I. Methods of analysis of radio devices based on functional approximation. // Radio engineering and telecommunication systems, 2014, № 1 (13). – Pp. 35–49.
13. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V. Determination of the noise spectrum of fractional interference in a continuous nonlinear model of the phase auto-tuning system // Telecommunications. 2017. № 12. – Pp. 2–6.

ВЕРИФИКАЦИЯ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ И ПРОВЕРКА РАБОТОСПОСОБНОСТИ ТЕХНОЛОГИИ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ OFDM И БАНКА ФИЛЬТРОВ

П. Б. Никишкин

ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина», Рязань, Россия

Аннотация. В данной работе рассмотрены метод широкополосной передачи данных с частотным разделением каналов на основе технологии банка фильтров и OFDM с использованием многоскоростной обработки сигналов. Показана возможность повышения спектральной и вычислительной эффективности системы передачи данных. Представлены основные результаты исследования технологии OFDM и банка фильтров при наличии эффекта Доплера и работы в канале с белым гауссовским шумом.

Ключевые слова: OFDM; FBMC; MOC; канал с AWGN, эффект Доплера.

VERIFICATION OF THE SIMULATION MODEL AND PERFORMANCE TEST OF BROADBAND DATA TRANSMISSION TECHNOLOGY BASED ON OFDM AND FILTERS BANK

P. B. Nikishkin

FGBOU VO «Ryazan State Radio Engineering University named after V.I. V.F. Utkin», Ryazan, Russia

Abstract. In this paper, we consider a method of broadband data transmission with frequency division of channels based on the technology of the filter bank and OFDM using multi-rate signal processing. The possibility of increasing the spectral and computational efficiency of the data transmission system is shown. The main results of the study of the OFDM technology and the filter bank in the presence of the Doppler effect and operation in a channel with white Gaussian noise are presented.

Keywords: OFDM; FBMC; MPS; channel with AWGN, Doppler effect.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современные стандарты широкополосной передачи данных всё чаще используют методы передачи информации на основе сигналов со многими несущими. С развитием методов цифровой обработки сигналов расчет быстрого преобразования Фурье становится тривиальной задачей, в результате чего такие технологии, как мультиплексирование сигналов с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing) стали простыми в реализации в цифровом виде и используются во всех стандартах связи.

К основным преимуществам технологии OFDM можно отнести:

- возможность противостоять межсимвольной интерференции;
- устойчивость к многолучевому замиранию;
- высокая спектральная эффективность;
- простая реализация эквалайзера;
- простота внедрения OFDM-сигналов;
- возможность использования в MIMO системах;
- формирование сигналов с высоким коэффициентом усиления [1].

Несмотря на свои преимущества, широкополосные системы на основе OFDM содержат рядом недостатков, таких как высокое отношение пиковой мощности к средней мощности (PAPR - Peak-to-average power ratio), высокие боковые лепестки, чувствительность к сдвигам частоты. Вопросы касательно PAPR достаточно широко исследованы, в то же время другие недостатки и борьба с ними освещены не в полной мере.

2. СОЗДАНИЕ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ

Несмотря на простоту реализации и широкий спектр применения технологии OFDM, отмеченные выше недостатки этого популярного вида модуляции, требуют проведения дальнейших исследований эффективности работы систем высокоскоростной широкополосной передачи данных [2].

На первом этапе создание имитационной модели было выполнено в соответствии с классической схемой построения OFDM систем [3]. Далее была реализована схема на основе многоскоростной обработки сигналов, показанная на рисунке 1.

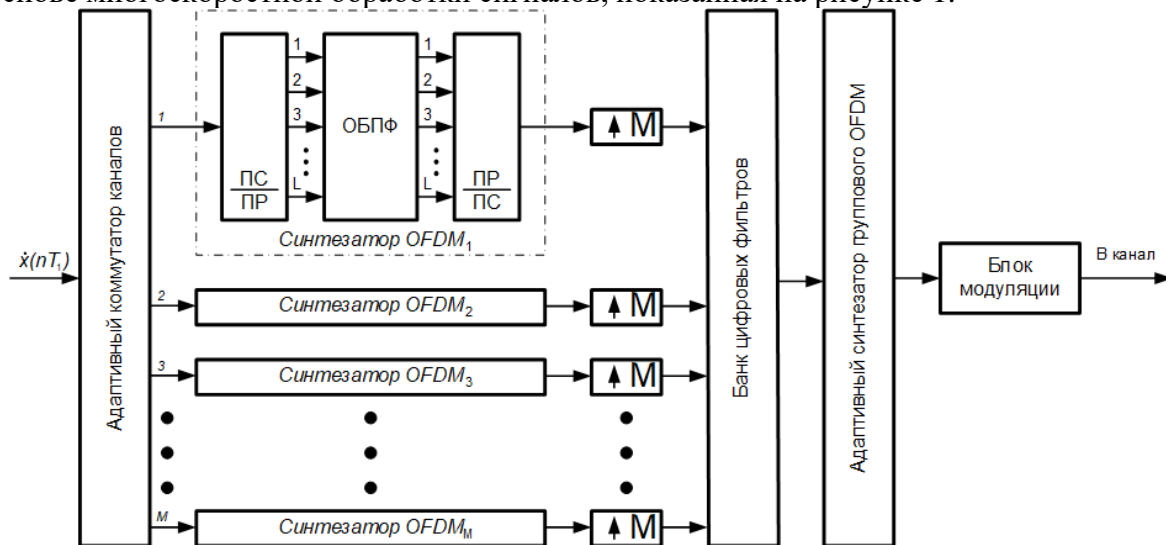


Рис. 1. Схема системы на основе OFDM и банка фильтров с использованием МОС

Реализация банка фильтров с использованием многоскоростной обработки сигналов по пирамидальной структуре была рассмотрена в статье [4].

Предполагается, что входной двоичный высокоскоростной поток поступает на вход адаптивного коммутатора каналов.

Формирование OFDM сигналов происходит на пониженной частоте дискретизации и с одновременной фильтрацией по всем субканалам. В результате на выходе получается групповой сигнал на исходной частоте дискретизации.

На рисунке 2 показана зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум.

В соответствие с рисунком 2 можно сделать вывод, что разработанная имитационная модель собрана правильно и работает корректно, передатчик и приемник полностью выполняют возлагаемые на них функции, так как теоретические характеристики совпадают с экспериментальными.

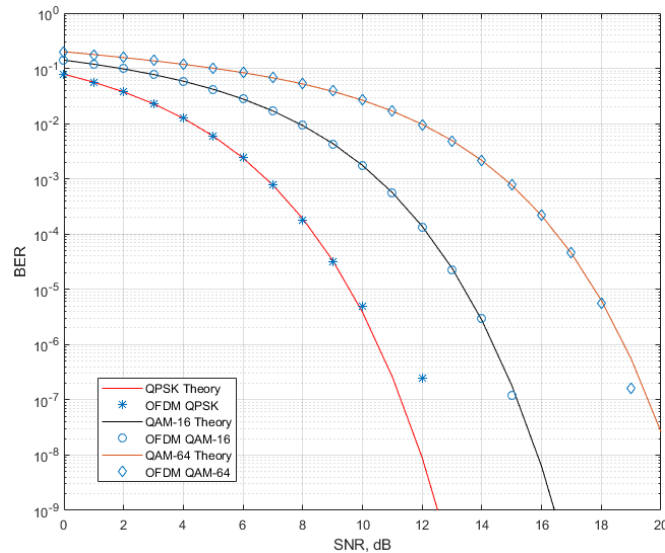


Рис. 2. Зависимости вероятности ошибок от отношения сигнал-шум при различных видах модуляции входного сигнала для имитационной модели на основе OFDM и банка фильтров

3. ВЕРИФИКАЦИЯ ПОЛУЧЕННОЙ МОДЕЛИ

Для верификации и проверки обратной совместимости была взята модель из [5] в программном инструментарии, обеспечивающим основные функции цифровой обработки сигналов GNU Radio. С данной модели были сняты сигналы со входа (т.е. битовый поток) и после формирования OFDM сигнала (см. рисунок 3). Данные сигналы были обработаны с помощью реализованной ранее имитационной модели.

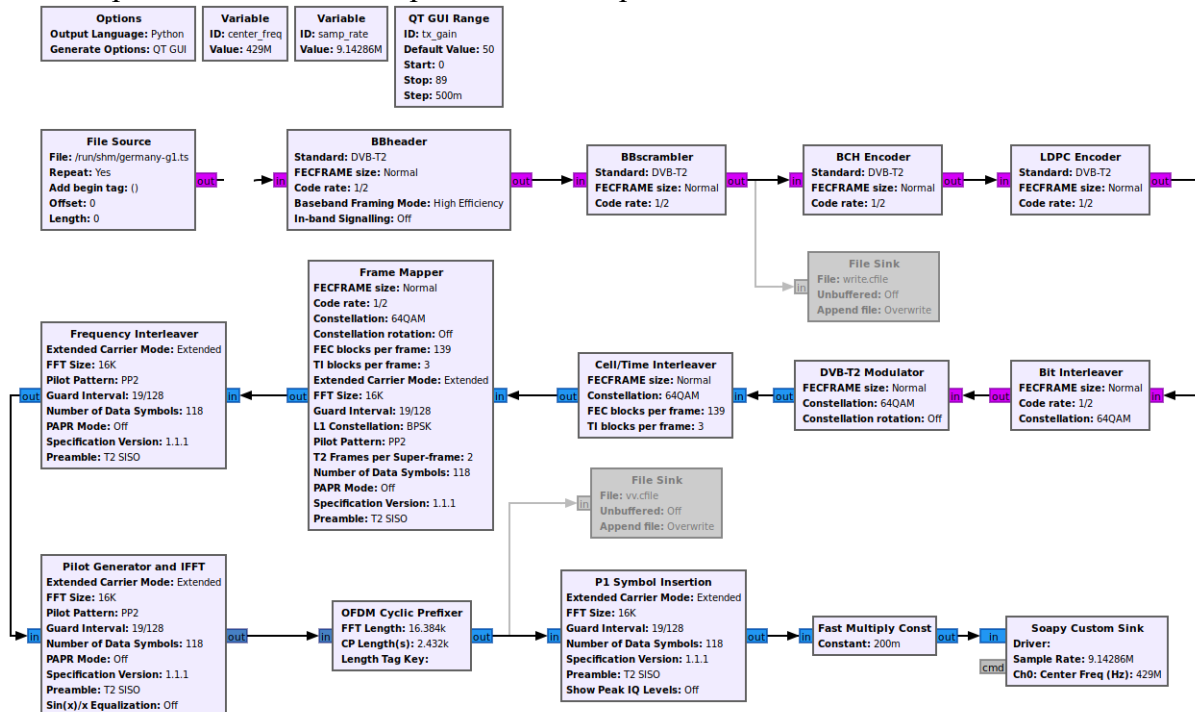


Рис. 3. Схема построения модулятора системы DVB-T2 в программе GNU Radio

Стоит также отметить, что в имитационной модели за основу были взяты параметры систем DVB-T/T2. В результате проведенных исследований можно утверждать то, что системы на основе OFDM и банка фильтров могут принимать

сигналы OFDM, построенные по классическому принципу, без ухудшения качества приема данных.

4. ПРОВЕРКА РАБОТОСПОСОБНОСТИ СИСТЕМЫ ПРИ ДВИЖЕНИИ

Для проверки работоспособности системы DVB-T/T2 в движении был собран стенд, состоящий из следующего оборудования:

- Антенна, для приема цифровых сигналов;
- ТВ-тюнер с интерфейсом micro-USB;
- программное обеспечение для обработки и вывода видео на экран;
- смартфон на базе ОС Android.

В результате работоспособность стенда была протестирована в различных условиях:

- скорость движения 0 км/ч;
- скорость движения 20 км/ч;
- скорость движения 40 км/ч;
- скорость движения 60 км/ч;

В результате полученного эксперимента можно сделать вывод, что эффект Доплера при хорошем качестве приема и относительно небольшой скорости движения практически не оказывает воздействия на качество приема OFDM-сигналов.

5. ОЦЕНКА РАБОТЫ СИСТЕМЫ ПРИ НАЛИЧИИ ЭФФЕКТА ДОПЛЕРА

Проверка работоспособности системы в имитационной модели была реализована с каналом, имитирующим эффект Доплера. В простейшем случае канал с эффектом Доплера проявляется в виде двух явлений: Доплеровское смещение несущей частоты и Доплеровское расширение спектра.

Было выполнено моделирование влияния эффекта Доплера для технологии OFDM и банка фильтров на примере стандарта цифрового телевидения DVB-T/T2. Для проведения исследований частота дискретизации равна $F_d = 64/7 \cdot 10^6$ (в соответствии со стандартом DVB-T) и тип модуляции QAM-64 [6]. Моделирование доплеровского сдвига проводилось на сигнале длительностью 2048 и уходом частоты на 200 Гц (см. рисунок 4).

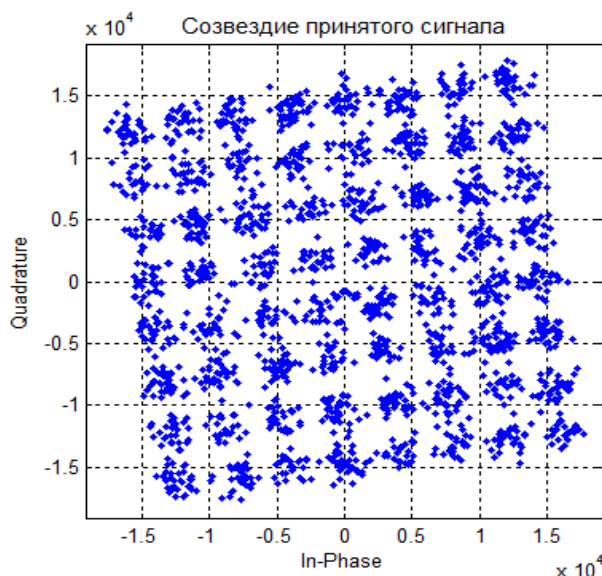


Рис. 4. Сигнально-кодовое созвездие принятого сигнала при наличии доплеровского сдвига в 200 Гц

Как видно из рисунка 4, смещение частоты несущей, вызванное эффектом Доплера, приводит к повороту сигнально-кодowego созвездия передаваемого сигнала. В результате ошибки демодуляции сигнала увеличиваются, что приводит к потере информации.

Для исследования влияния эффекта Доплера на сигнал, рассмотрим сигналы различной длительности, как показано на рисунке 5. Оценка эффективности работы систем на основе OFDM в зависимости от эффекта Доплера производилась как побитное сравнение исходного и принятого сообщения. Из рисунка 5 можно сделать вывод, чем больше длина сигнала, тем больше влияние эффекта Доплера [7].

Математическое описание влияния эффекта Доплера можно представить как:

$$f_d = f_0 \frac{v}{c} \cos\theta$$

где, f_0 - частота передаваемого сигнала, v - скорость относительно приемника, θ - угол между направлением на приемник и вектором скорости в системе.

Исходя из полученных результатов, был сделан вывод, что чем больше длина передаваемого сигнала, тем больше величина искажений на приемной стороне.

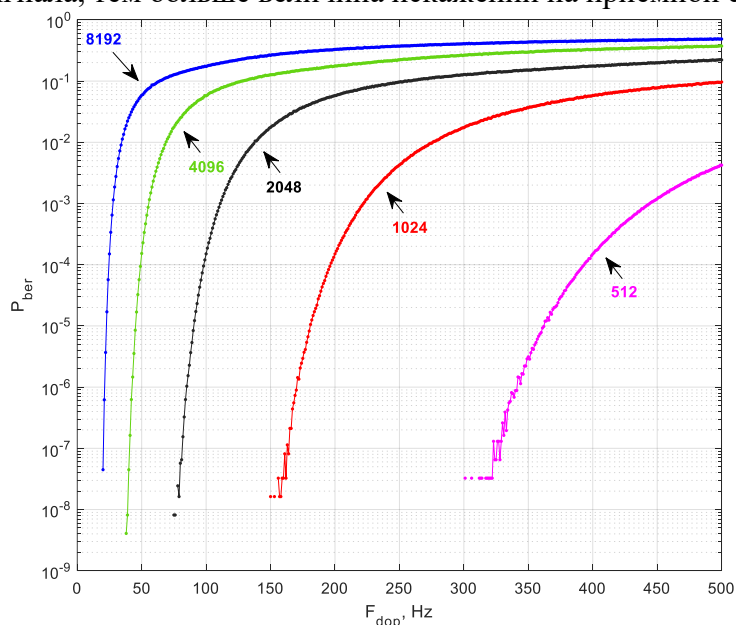


Рис. 5. Зависимость вероятности битовой ошибки от ОСШ при использовании OFDM-сигнала

Из рассчитанных значений можно утверждать, что при скорости движения около 100 км/ч эффект Доплера сводится к сдвигу несущей частоты на величину значительно меньшую, чем расстояние между соседними несущими символами OFDM, и в OFDM-символе не будет существенных искажений информации (применимо к стандарту DVB-T/T2).

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Экспериментальные исследования подтвердили целесообразность применения комбинированного подхода на основе OFDM и банка фильтров. Исследовано влияние эффекта Доплера на сигнал. Показано, что при применении этой технологии удастся получить выигрыш в частотной области.

7. БЛАГОДАРНОСТИ

Статья подготовлена при поддержке НИИ «Фотон».

ЛИТЕРАТУРА

1. A. Ijaz, L. Zhang, P. Xiao, R. Tafazolli – Analysis of Candidate Waveforms for 5G Cellular Systems. Towards 5G Wireless Networks // A Physical Layer Perspective. (2016) DOI:10.5772/66051.
2. Шойерманн Х., Геклер Х. Систематизированный обзор цифровых методов преобразования вида уплотнения каналов // ТИИЭР. 1981. Т. 69. № 11. С. 52—84.
3. Витязев В.В., Никишкин П.Б. Банки фильтров и OFDM в системах широкополосной передачи данных со многими несущими. // Научно-технический журнал “ЦОС”. - 2015. - №4. - с.30-34.
4. Витязев В.В., Никишкин П.Б. Метод анализа/синтеза сигналов в системах передачи данных с частотным уплотнением каналов. // ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ. - 2014. - № 12. - с. 4-9.
5. DVB-T2 Modulator. https://wiki.gnuradio.org/index.php/DVB-T2_Modulator
6. Ioannis D. Kanaras – Spectrally Efficient Multicarrier Communication Systems: Signal Detection, Mathematic Modelling and Optimisation. A thesis submitted for the degree of Doctor of Philosophy, Communications and Information Systems Research Group, Department of Electronic and Electrical Engineering, University College London, 2010, June – P.214. <http://discovery.ucl.ac.uk/766544/1/1/766544.pdf>. 20.03.2023
7. Витязев В.В., Никишкин П.Б. - Исследование эффектов Доплера на OFDM и SUB-OFDM сигналы // 1-я Всероссийская конференция «Современные технологии обработки сигналов», Москва, Россия, доклады конференции, 2018

REFERENCES

1. A. Ijaz, L. Zhang, P. Xiao, R. Tafazolli – Analysis of Candidate Waveforms for 5G Cellular Systems. Towards 5G Wireless Networks // A Physical Layer Perspective. (2016) DOI:10.5772/66051.
2. Scheuermann X., Heckler X. A systematic review of digital methods for converting the type of channel compaction // TIER. 1981. Vol. 69. No. 11. pp. 52-84.
3. Vityazev V.V., Nikishkin P.B. Filter banks and OFDM in broadband data transmission systems with many carriers. // Scientific and technical journal “DSP”. -2015. - No.4. - pp.30-34.
4. Vityazev V.V., Nikishkin P.B. Method of analysis/synthesis of signals in data transmission systems with frequency channel compaction. // TELECOMMUNICATION. - 2014. - No. 12. - pp. 4-9.
5. DVB-T2 Modulator. https://wiki.gnuradio.org/index.php/DVB-T2_Modulator
6. Ioannis D. Kanaras – Spectrally Efficient Multicarrier Communication Systems: Signal Detection, Mathematic Modelling and Optimisation. A thesis submitted for the degree of Doctor of Philosophy, Communications and Information Systems Research Group, Department of Electronic and Electrical Engineering, University College London, 2010, June – P.214. <http://discovery.ucl.ac.uk/766544/1/1/766544.pdf>. 20.03.2023
7. Vityazev V.V., Nikishkin P.B. - Investigation of Doppler effects on OFDM and SUB-OFDM signals // 1st All-Russian Conference "Modern Signal processing technologies", Moscow, Russia, conference reports, 2018

ВОССТАНОВЛЕНИЕ ОТСЧЕТОВ РАВНОМЕРНО ДИСКРЕТИЗИРОВАННОГО СИГНАЛА НА ОСНОВЕ АВТОРЕГРЕССИОННЫХ МОДЕЛЕЙ ПРЯМОГО И ОБРАТНОГО ПРОГНОЗИРОВАНИЯ

В. Н. Якимов

Самарский государственный технический университет (СамГТУ), Самара, Россия

Аннотация. В работе рассмотрена задача восстановления значений отсчетов на проблемных участках дискретной последовательности, сформированной в результате равномерной дискретизации во времени непрерывного сигнала. Целью работы является снижение вычислительной сложности алгоритмов восстановления. Математический подход к решению поставленной задачи основан на одновременном использовании авторегрессионных моделей прямого и обратного прогнозирования. Оптимальное решение достигается за счет применения критерия минимума среднеквадратической погрешности для вычисления оценок значений коэффициентов авторегрессии. Для данного вида погрешности получены математические соотношения. Они позволяют оценить ее текущее значение в зависимости от порядка авторегрессионных моделей. Практическим результатом предложенного подхода к восстановлению отсчетов является получение системы уравнений эквивалентной системе уравнений Юла-Уолкера и построению на основе ее решения вычислительного алгоритма.

Ключевые слова: сигналы дискретного времени, последовательность отсчетов, восстановление сигнала, авторегрессионная модель, прямое и обратное прогнозирование.

RECONSTRUCTION OF A UNIFORMLY SAMPLED SIGNAL BASED ON FORWARD AND BACKWARD AUTOREGRESSIVE MODELING

V. N. Yakimov

Samara State Technical University (SSTU), Samara, Russia

Abstract. The article considers the problem of reconstructing the values of samples in problem areas of a discrete sequence formed as a result of uniform sampling in time of a continuous signal. The purpose of the work was to reduce the computational complexity of reconstruction algorithms. The mathematical approach to solving the problem is based on the simultaneous use of forward and backward autoregressive forecasting models. The optimal solution is achieved by applying the minimum mean square error criterion to calculate estimates of the values of the autoregression coefficients. Mathematical relations are obtained for this type of error. They allow us to estimate its value depending on the order of autoregressive models. The practical result of the proposed approach to the reconstruction of samples is obtaining a system of equations equivalent to the system of Yule-Walker equations and constructing a computational algorithm based on its solution.

Keywords: discrete time signals, sampled sequence, signal reconstruction, autoregressive model, forward and backward forecasting.

1. ВВЕДЕНИЕ

Восстановление значений цифровых отсчетов дискретной последовательности, полученной в результате равномерной дискретизации во времени сигнала, является активной областью исследований в теории и практике проведения радиолокационных

измерений [1]. Необходимость восстановления дискретной последовательности сигнала возникает как из-за ухудшения физических свойств самого источника передающего сигнал, так и из-за искажающего воздействия внешних фоновых шумов. Дискретные последовательности сигналов также могут иметь проблемные участки из-за сбоев в работе аппаратных средств, используемых для аналого-цифрового преобразования [2-4]. В частности, непреднамеренная вариация периода следования тактовых импульсов может привести к появлению участков отсчетов с непостоянной временной сеткой [5-8]. Кроме того, дискретные последовательности сигналов могут содержать преднамеренно сформированные участки с нерегулярными отсчетами ввиду рандомизации процедуры аналого-цифрового преобразования [9-11].

В обычных условиях, когда цифровая обработка сигнала осуществляется без каких-либо пространственно-временных ограничений, восстановление значений проблемных отсчетов может быть осуществлено путем повторного выполнения аналого-цифрового преобразования. В отдельных случаях, когда невозможно осуществить повторную дискретизацию сигнала, а потери отсчетов незначительны, их просто заменяют нулевыми или усредненными значениями. Такой подход снижает вероятность грубых ошибок, но даже при незначительных потерях в случае коротких выборок это может привести к ошибкам смещения в результатах цифровой обработки сигнала.

Проблемные участки дискретной последовательности сигнала можно достаточно эффективно восстановить с использованием алгоритмов, основанных на частотно-временном преобразовании или разложении во временные ряды [12-19]. Первый вид алгоритмов позволяет реконструировать форму дискретного сигнала за счет применения адаптивных ядер, но при этом они могут оказать искажающее влияние на частотные характеристики исходного сигнала. Второй вид алгоритмов за счет выполнения процедуры аппроксимирования позволяет воспроизводить аналитическое описание восстанавливаемого фрагмента сигнала непосредственно во временной области. Однако использование аппроксимирующих функций может привести к выполнению большого числа операций умножения, и тем самым ограничить эффективность восстановления широкополосных сигналов в реальном режиме их цифровой обработки.

Принимая во внимание выше изложенное, актуальным является построение простых в вычислительном отношении алгоритмов восстановления дискретных последовательностей сигналов. В соответствии с этим практический интерес для решения поставленной задачи представляет использование авторегрессионных моделей прямого и обратного прогнозирования. Данный вид моделей позволяет получить хорошие результаты оценивания значений отсчетов сигналов, имеющих в своем составе гармонические компоненты, что особенно важно при восстановлении коротких участков последовательностей в реальных условиях обработки высокочастотных сигналов.

2. ОЦЕНКА ЗНАЧЕНИЙ ОТСЧЕТОВ ДИСКРЕТНОЙ ВРЕМЕННОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ СИГНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АВТОРЕГРЕССИОННЫХ МОДЕЛЕЙ ПРЯМОГО И ОБРАТНОГО ПРОГНОЗИРОВАНИЯ

Восстановление проблемных участков дискретной последовательности будем решать исходя из условия, что исходный сигнал $x(t)$ является непрерывным во времени и ограниченным по спектральному составу. Будем также считать, что он удовлетворяет условию стационарности или квазистационарности в пределах участка восстановления.

Пусть в результате равномерной дискретизации сигнала с частотой, которая превышает минимально необходимую частоту дискретизации по теореме Котельникова, имеем последовательность отсчетов x_i , где $i \in [0; N-1]$. При этом числовые значения отсчетов x_i с индексами $i \in [k+1; k+m]$ образуют проблемный участок. В общем случае

они могут быть утрачены, искажены или не соответствовать равномерной временной сетке. Значения этих отсчетов будем восстанавливать по известным отсчетам x_i с индексами $i \in [0; k]$ и $i \in [k+m+1; N-1]$. Схематично восстанавливаемый участок дискретной последовательности представлен на рисунке 1.

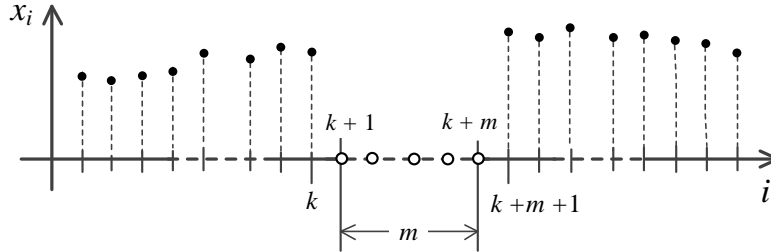


Рис. 1 Фрагмент дискретной последовательности сигнала с проблемным участком.

Рассмотрим авторегрессионную модель порядка p :

$$\sum_{j=0}^p \lambda_j x_{i-j} = 0, \text{ где } \lambda_0 = 1. \quad (1)$$

Пусть модель (1) справедлива для всех $i \in [0; N-1]$. Тогда будем иметь:

$$x_i = -\sum_{j=1}^p \lambda_j x_{i-j}, \text{ где } i-p \geq 0. \quad (2)$$

Из (2) следует, что если для $n = i-1, i-2, \dots, i-p$ известны значения x_n , то можно рекуррентно вычислять последующие значения x_n для $n = i, i+1, i+2, \dots$

Модель (1) можно записать в следующем виде:

$$x_{i-p} = -\sum_{j=0}^{p-1} \frac{\lambda_j}{\lambda_p} x_{i-j} = -\sum_{j=1}^p \frac{\lambda_{p-j}}{\lambda_p} x_{i-p+j}. \quad (3)$$

Пусть $i \equiv i+p$. В этом случае получаем:

$$x_i = -\sum_{j=1}^p \frac{\lambda_{p-j}}{\lambda_p} x_{i+j}. \quad (4)$$

Из (4) следует, что если для $n = i+1, i+2, \dots, i+p$ известны значения x_n , то можно рекуррентно вычислять предыдущие значения x_n для $n = i, i-1, i-2, \dots$

Введем обозначения:

$$a_j = -\lambda_j, \quad b_j = -\frac{\lambda_{p-j}}{\lambda_p}. \quad (5)$$

Тогда (2) и (3) примут вид:

$$x_i = \sum_{j=1}^p a_j x_{i-j}, \quad i = k+1, k+2, \dots, k+m, \quad (6)$$

$$x_i = \sum_{j=1}^p b_j x_{i+j}, \quad i = k+m, k+m-1, k+m-2, \dots, k+1. \quad (7)$$

Соотношения (6) и (7) определяют вычислительные процедуры прямого и обратного прогнозирования. Каждое из этих соотношений позволяет вычислять оценки утраченных значений x_i для $i \in [k+1; k+m]$. Это приводит к тому, что для проблемного участка дискретной последовательности будем иметь две оценки значений x_i .

Принимая это во внимание, окончательно оценку значения x_i будем определять как среднее значение этих двух оценок. В соответствии этим будем иметь:

$$\hat{x}_i = \frac{1}{2} \left(\sum_{j=1}^p a_j x_{i-j} + \sum_{j=1}^p b_j x_{i+j} \right). \quad (8)$$

Значения коэффициентов a_j и b_j в (8) для порядка p будем находить с учетом минимума значения среднеквадратической погрешности:

$$\delta_p = M[(\hat{x}_i - x_i)^2] \rightarrow \min, \quad (9)$$

где $\delta = M[\dots]$ – оператор оценки математического ожидания.

Для обеспечения выполнения критерия (9) найдем частные производные первого порядка по a_n и b_n для $n = 1, 2, 3, \dots, p$:

$$\frac{\partial \delta_p}{\partial a_n} = 0, \quad \frac{\partial \delta_p}{\partial b_n} = 0. \quad (10)$$

После вычисления частных производных (10) будем иметь системы уравнений:

$$\sum_{j=1}^p a_j R_{n-j} + \sum_{j=1}^p b_j R_{n+j} = 2R_n, \quad n = 1, 2, 3, \dots, p, \quad (11)$$

$$\sum_{j=1}^p a_j R_{n+j} + \sum_{j=1}^p b_j R_{n-j} = 2R_n, \quad n = 1, 2, 3, \dots, p, \quad (12)$$

где

$$R_{n-j} = M[x_{i-j} x_{i-n}], \quad R_{n+j} = M[x_{i+j} x_{i-n}], \quad R_n = M[x_i x_{i-n}] = M[x_i x_{i+n}] \quad (13)$$

Нетрудно видеть, что при перемене местами коэффициентов a_n и b_n системы уравнений (11) и (12) не изменяются. Отсюда следует справедливость равенства:

$$b_j = a_j. \quad (14)$$

С учетом (14) получаем систему уравнений:

$$\sum_{j=0}^{p-1} a_{p-j} (R_{n-j} + R_{2p-j-n}) = 2R_{p-n}, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots, p-1. \quad (15)$$

Введем обозначения:

$$w_{n,j} = R_{n-j} + R_{2p-j-n}. \quad (16)$$

Тогда будем иметь:

$$2R_{p-n} = w_{p,n}. \quad (17)$$

В результате система уравнений (15) примет вид:

$$\sum_{j=0}^{p-1} a_{p-j} w_{n,j} = w_{p,n}, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots, p-1. \quad (18)$$

Из (16) следует, что $w_{n,j} = w_{j,n}$, т.е. эти коэффициенты образуют симметричную матрицу. При этом система уравнений (18) с точностью до постоянного множителя совпадает с системой уравнений Юла-Уолкера [20]. Принимая это во внимание, получаем следующее решение данной системы уравнений:

$$\alpha_{n,i} = \sum_{j=0}^i g_{i,j} (R_{n-j} + R_{2p-j-n}), \quad (19)$$

где $n = 0, 1, 2, 3, \dots, p$ и $i = 0, 1, 2, 3, \dots, n$.

$$g_{k,i} = -\frac{1}{g_{i,i}} \sum_{n=i+1}^k h_{k,n} \alpha_{n,i}, \quad (20)$$

где $g_{i,i} = 1$, $k = 1, 2, 3, \dots, p$ и $i = k - 1, k - 2, \dots, 0$.

$$a_j = -g_{p,p-j}, \quad j = 1, 2, 3, \dots, p. \quad (21)$$

Соотношения (19)-(21) определяют алгоритм, который позволяет вычислять коэффициенты a_j в дискретном виде при заданном порядке p . После их вычисления с учетом (14) и согласно (6)-(8) рекуррентно вычисляются оценки значений для m проблемных отсчетов x_i с индексами $i \in [k + 1; k + m]$.

При этом среднеквадратическая погрешность (9) будет равна:

$$\delta_p = \frac{\alpha_{p,p}}{2}, \quad (22)$$

Относительное значение этой погрешности будет равно:

$$\chi_p = \frac{\alpha_{p,p}}{2R_0}, \quad (23)$$

Как следует из (22) среднеквадратическая погрешность δ_p полностью зависит от порядка p и определяется значением $\alpha_{p,p}$. Исходя из этого, задача выбора порядка p решается на основе оценки значения $\alpha_{p,p}$. В соответствии с этим находится такое приемлемое значение порядка p , начиная с которого значение $\alpha_{p,p}$ уменьшается незначительно. Однако следует иметь в виду, что процедура выбора порядка p и увеличение его значения ведут к усложнению вычислительного процесса восстановления дискретной последовательности.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье рассмотрена задача восстановления значений отсчетов на проблемных участках последовательности равномерно дискретизированного непрерывного во времени сигнала. Математическое решение данной задачи основано на одновременном использовании авторегрессионных моделей прямого и обратного прогнозирования. Такой подход к процессу моделирования позволяет получать оценки значений утраченных отсчетов как результат усреднения двух оценок прямого и обратного прогнозирования. На основе критерия минимума среднеквадратической погрешности получена система уравнений для вычисления значений коэффициентов авторегрессии, которая с точностью до постоянного множителя совпадает с системой уравнений Юла-Уолкера. С учетом этого получено математическое решение, которое обеспечивает вычисление коэффициентов авторегрессии для заданного порядка модели. При этом их вычисление осуществляется по известным значениям последовательности в близких к ним узлах временной сетки. Это позволяет осуществлять восстановление отсчетов на коротких участках дискретной последовательности без блокирования выполнения основных процедур цифровой обработки сигнала в реальном режиме времени. Оценки значений проблемных отсчетов вычисляются рекуррентно. Выбор порядка модели авторегрессии решается на основе оценки среднеквадратической погрешности.

Дальнейшее выполнение работ предполагается проводить с целью обобщения полученных результатов на восстановление проблемных отсчетов на нестационарных участках сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Денисенко А. Н. Сигналы. Теоретическая радиотехника. Справочное пособие. М: Горячая линия-Телеком, 2005. – 704 с.

2. Stankovic L., Stankovic S., Amin M. Missing samples analysis in signals for applications to L-estimation and compressive sensing // *Signal Processing*, 2014, vol. 94. – Pp. 401–408.
3. Поршнеv С. В., Кусайкин Д. В. Восстановление неравномерно дискретизированных сигналов с неизвестными значениями координат узлов временной сетки // *Успехи современной радиоэлектроники*, 2015, № 6. – С. 3–35.
4. Aceska R., Bouchot J.-L., Li S. Local sparsity and recovery of fusion frame structured signals // *Signal Processing*, 2020, Vol. 174, 107615.
5. Aldroubi A., Leonetti C. Non-uniform sampling and reconstruction from sampling sets with unknown jitter // *Sampling Theory in Signal and Image Processing*, 2008, Vol. 7, No. 2. – Pp. 187–195.
6. Nordio A., Chiasserini C-F., Viterbo E. Signal reconstruction errors in jittered sampling // *IEEE Transactions on signal Processing*, 2009, Vol. 57, No. 12. – Pp. 4711–4718.
7. Maymon S. Oppenheim A.V. Sinc interpolation of nonuniform samples // *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, Vol. 59, No. 10. – Pp. 4745–4758.
8. Andras I., Dolinsky P., Michaeli L., Saliga J. A time domain reconstruction method of randomly sampled frequency sparse signal // *Measurement*, 2018, Vol. 127. – Pp. 68–77.
9. Bilinskis I. *Digital alias-free signal processing*. John Wiley & Sons Ltd, 2007. – 454 p.
10. Якимов В. Н., Машков А. В. Знаковый алгоритм анализа спектра амплитуд и восстановления гармонических составляющих сигналов в условиях присутствия некоррелированных фоновых шумов // *Научное приборостроение*, 2017, Т. 27, № 2. – С. 83–90.
11. Якимов В.Н. Математическое представление потоков дискретного знакового преобразования непрерывных сигналов // *Вестник Самарского государственного технического университета. Серия: Технические науки*, 2000, № 8. – С. 190-192.
12. Allen R. L., Mills D.W. *Signal Analysis: Time, Frequency, Scale, and Structure*. IEEE Press (Wiley-Interscience). 2004. 966 p.
13. Sejdic E., Orovic I., Stankovic S. Compressive sensing meets time-frequency: An overview of recent advances in time-frequency processing of sparse signals // *Digital Signal Processing*, 2018, Vol. 77. – Pp. 22–35.
14. Teke O., Gurbuz A.C., Arikan O. A robust compressive sensing based technique for reconstruction of sparse radar scenes // *Digital Signal Processing*, 2014, Vol. 27. – Pp. 23–32.
15. Khan N. A., Ali S. Reconstruction of gapped missing samples based on instantaneous frequency and instantaneous amplitude estimation // *Signal Processing*, 2022, Vol. 193, No. 108429.
16. Dokuchaev N. On recovery of discrete time signals from their periodic subsequences // *Signal Processing*, 2019, Vol. 162. – Pp. 180–188.
17. Yue C. A novel multiobjective optimization algorithm for sparse signal reconstruction / Yue C., Liang J., Qu B., Han Y., Zhu Y., Crisalle O. D. // *Signal Processing*, 2020, Vol. 167, 107292.
18. Wijenayake C., Scutts J., Ignjatovic A. Signal recovery algorithm for 2-level amplitude sampling using chromatic signal approximations // *Signal Processing*, 2018, Vol. 153. – Pp. 143–152.
19. Якимов В.Н. Восстановление дискретной временной последовательности сигнала на основе локальной аппроксимации с использованием ряда Фурье по ортогональной системе тригонометрических функций // *Информатика и автоматизация*, 2022, Т. 21, № 5. – С. 1016-1043.
20. Marple Jr. S. L. *Digital spectral analysis with applications: second edition*. Dover Publications Inc. 2019. 432 p.

REFERENCES

1. Denisenko A. N. Signals. Theoretical radio engineering. Reference manual. Moscow: Goryachaya Liniya-Telekom. 2005. 704 p. (In Russ.).
2. Stankovic L., Stankovic S., Amin M. Missing samples analysis in signals for applications to L-estimation and compressive sensing // *Signal Processing*, 2014, Vol. 94. – Pp. 401–408.
3. Porshnev S. V., Kusaykin D. V. Reconstruction of non-uniform sampled discrete-time signals with unknown sampling locations // *Journal Achievements of Modern Radioelectronics*, 2015, No. 6. – Pp. 3–35. (In Russ.).
4. Aceska R., Bouchot J.-L., Li S. Local sparsity and recovery of fusion frame structured signals // *Signal Processing*, 2020, Vol. 174, 107615.
5. Aldroubi A., Leonetti C. Non-uniform sampling and reconstruction from sampling sets with unknown jitter // *Sampling Theory in Signal and Image Processing*, 2008, Vol. 7, No. 2. – Pp. 187–195.
6. Nordio A., Chiasserini C-F., Viterbo E. Signal reconstruction errors in jittered sampling // *IEEE Transactions on signal Processing*, 2009, Vol. 57, No. 12. – Pp. 4711–4718.
7. Maymon S. Oppenheim A.V. Sinc interpolation of nonuniform samples // *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, Vol. 59, No. 10. – Pp. 4745–4758.
8. Andras I., Dolinsky P., Michaeli L., Saliga J. A time domain reconstruction method of randomly sampled frequency sparse signal // *Measurement*, 2018, Vol. 127. – Pp. 68–77.
9. Bilinskis I. Digital alias-free signal processing. John Wiley & Sons Ltd, 2007. – 454 p.
10. Yakimov V. N., Mashkov A. V. The binary algorithm for the analysis of the spectrum amplitude and recover of harmonic components signals in the presence of uncorrelated background noise // *Scientific Instrument Making*, 2017, Vol. 27, No. 2. – Pp. 83–90. (In Russ.).
11. Yakimov V. N. Mathematical representation of flows of discrete sign transformation of continuous signals // *Vestnik of Samara State Technical University. Technical Sciences Series* 2000, No. 8. – Pp. 190-192. (In Russ.).
12. Allen R. L., Mills D.W. Signal analysis: time, frequency, scale, and structure. IEEE Press (Wiley-Interscience). 2004. 966 p.
13. Sejdic E., Orovic I., Stankovic S. Compressive sensing meets time-frequency: An overview of recent advances in time-frequency processing of sparse signals // *Digital Signal Processing*, 2018, Vol. 77. – Pp. 22–35.
14. Teke O., Gurbuz A.C., Arikan O. A robust compressive sensing based technique for reconstruction of sparse radar scenes // *Digital Signal Processing*, 2014, Vol. 27. – Pp. 23–32.
15. Khan N. A., Ali S. Reconstruction of gapped missing samples based on instantaneous frequency and instantaneous amplitude estimation // *Signal Processing*, 2022, Vol. 193, No. 108429.
16. Dokuchaev N. On recovery of discrete time signals from their periodic subsequences // *Signal Processing*, 2019, Vol. 162. – Pp. 180–188.
17. Yue C. A Novel multiobjective optimization algorithm for sparse signal reconstruction / Yue C., Liang J., Qu B., Han Y., Zhu Y., Crisalle O. D. // *Signal Processing*, 2020, Vol. 167, 107292.
18. Wijenayake C., Scutts J., Ignjatovic A. Signal recovery algorithm for 2-level amplitude sampling using chromatic signal approximations // *Signal Processing*, 2018, Vol. 153. – Pp. 143–152.
19. Yakimov V. N. Discrete Time sequence reconstruction of a signal based on local approximation using a fourier series by an orthogonal system of trigonometric functions // *Informatics and Automation*, 2022, Vol. 21, No.5. – Pp. 1016-1043. (In Russ.).
20. Marple Jr. S. L. Digital spectral analysis with applications: Second edition. Dover Publications Inc. 2019. 432 p.

ВРЕМЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ПЕРЕСТАНОВОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ ПРИ ЗАЩИТЕ ДАННЫХ ОТ ОШИБОК

С.В. Шахтанов¹, А.С.А. Аль-Месри²

¹Нижегородский государственный инженерно-экономический университет (НГИЭУ),
Княгинино, Россия

²Ульяновский государственный технический университет (УлГТУ),
Ульяновск, Россия

Аннотация. В статье осуществляется анализ метода перестановочного декодирования (ПД) данных с точки зрения минимизации временных затрат его реализации и одновременного достижения максимальных показателей энергетического выигрыша кода (ЭВК). Интенсивное развитие разнообразных автоматических и автоматизированных систем управления (СУ) показало настоятельную необходимость повышения функциональных характеристик таких систем, одной из важнейших составных частей которых является информационная надёжность передачи команд от управляющей системы к исполнительным устройствам или управляемым системам. По объективным причинам, учитывающих уровень надёжности современной микропроцессорной техники, информационная надёжность может оказаться на несколько порядков ниже из-за влияния мешающих факторов в среде передачи управляющих сигналов. Поэтому из специфики функционирования систем обмена данными информационно-управляющих комплексов (ИУК) вытекают повышенные требования к достоверности, обрабатываемого в них контента, реализуемой, как правило, в реальном масштабе времени. Одним из радикальных способов достижения необходимого уровня указанного параметра в этом случае остаётся применение арсенала средств алгоритмических или кодовых методов повышения достоверности данных. В современных условиях алгоритмические методы повышения достоверности с запросом и повторением данных контрпродуктивны из-за высокой вероятности преднамеренного применения к таким системам деструктивных факторов антропогенного характера. А для кодового метода ПД возникает дилемма между временем обработки данных и достижением ЭВК, которая носит принципиальный характер, поскольку поиск вектора ошибок напрямую связана с организацией процедуры ранжирования данных, выявлением продуктивности выполненных перестановок и последующим каскадом их матричных преобразований в случае положительного решения относительно невырожденности таких преобразований.

Ключевые слова: корректирующий код, итеративные преобразования, вероятность ошибки на бит, энергетического выигрыша кода, перестановочный декодер.

VREMENNYYE POKAZATELI PERESTANOVCHNOGO DEKODIROVANIYA PRI ZASHCHITE DANNYKH OT OSHIBOK

S.V. Shakhtanov¹, A.S.A. Al Mesri²

¹ Nizhny Novgorod State Engineering and Economic University (NGIEU),
Knyaginino, Russia

² Ulyanovsk State Technical University (UlSTU),
Ulyanovsk, Russia

Abstract. The article analyzes the method of permutation decoding (PD) of data from the point of view of minimizing the time spent on its implementation and simultaneously achieving the maximum indicators of the energy gain of the code (EGC). The intensive

development of various automatic and automated control systems (CS) has shown the urgent need to improve the functional characteristics of such systems, one of the most important components of which is the information reliability of the transmission of commands from the control system to the actuators or controlled systems. For objective reasons, taking into account the level of reliability of modern microprocessor technology, information reliability may be several orders of magnitude lower due to the influence of interfering factors in the transmission environment of control signals. Therefore, the specifics of the functioning of data exchange systems of information and control complexes (ICS) result in increased requirements for the reliability of the content processed in them, which is implemented, as a rule, in real time. One of the radical ways to achieve the required level of this parameter in this case remains the use of an arsenal of algorithmic or code methods to increase the reliability of data. In modern conditions, algorithmic methods of increasing reliability with the query and repetition of data are counterproductive due to the high probability of deliberate application of destructive anthropogenic factors to such systems. And for the PD code method, a dilemma arises between the data processing time and the achievement of the EGC, which is of a fundamental nature, since the search for the error vector is directly related to the organization of the data ranking procedure, the identification of the productivity of the performed permutations and the subsequent cascade of their matrix transformations in the case of a positive decision regarding the non-degeneracy of such transformations.

Keywords: correction code, iterative transformations, error probability per bit, energy gain of the code, permutation decoder.

1. ВВЕДЕНИЕ

В основе современных и перспективных интеллектуальных платформ без сомнения лежит принцип целенаправленного объединения известных технологий телекоммуникаций с заданным множеством измерительных и управляющих систем, призванных обеспечить своевременный сбор и передачу достоверных данных, их анализ и обработку для выработки адекватных сложившейся ситуации управляющих воздействий. Становится ясным, что указанная конгломерация оказывается в основе создания техники нового поколения с нейросетевым подходом к решению множества практических задач, связанных с процессами управления на базе нечётких ситуационных сетей [1 – 3].

В подобных системах для обеспечения требуемого уровня достоверности данных применяются алгоритмы их итеративных преобразований как вспомогательный, но достаточно эффективный метод повышения верности принятых символов в сочетании с кордовыми методами защиты информации. Смысл итеративных алгоритмов заключается в том, что многократное применение их некоторого типового блока, позволяет уменьшать вероятность ошибки при принятии решения об обрабатываемом символе. В ряде работ доказано, что использование только жёстких методов принятия решений о принятых символах (по сути, алгебраическое декодирование) оказывается менее эффективным относительно процедуры декодирования для таких же последовательностей жёстких решений, но с применением итеративных методов дополнительной поддержки [4].

Повышение индексов целочисленных мягких решений символов (ЦМРС) принятых символов для двоичных кодов достигается способом комбинирования жёстких и мягких методов декодирования. Жёсткие решения оцениваются за счёт проверок чётности, а для обработки мягких решений используется байесовский принцип [5]. Декодирование по максимуму правдоподобия является основой алгоритмов итеративных преобразования.

На первый взгляд недостатком таких алгоритмов является выполнение большого числа арифметических операций, что приводит к затрате вычислительных ресурсов и, как следствие, к энергетическим затратам в элементах сетей, зависимых от индивидуальных источников питания, например, в сенсорных сетях. При этом вероятностные характеристики оценки правильного решения в ходе выполнения итераций из-за ошибок первого и второго рода в определении ЦМРС к настоящему моменту не исследованы.

В целевой функции управления для систем реального времени решающее значение играет темп обработки данных для получения итогового результата в процедуре обработки команд управления. В этом случае необходимо выявить приоритеты между задержками в получении окончательного результата или выигрышем по ЭВК.

Целью работы является: выявление значимого параметра оценки эффективности системы перестановочного декодирования систематических блоковых кодов.

2. ГЛАВНЫЕ ВРЕМЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ РЕАЛИЗАЦИИ ПЕРЕСТАНОВОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ

Из теории помехоустойчивого кодирования известно, что основная трудность в реализации системы кодер – декодер относится именно к приёмной стороне, где решается задача поиска в принятом векторе локаторов ошибок и их последующего исправления за счёт решения системы линейных уравнений. В работах [6 - 9] утверждается, что при подобном подходе к решению задачи исправления ошибок половина возможностей (иногда трактуется как мощность кода) введённой в код на передаче избыточности тратится на поиск локаторов ошибок, а другая половина используется для исправления символов на позициях локаторов ошибок. Указанное обстоятельство особенно актуально для системы двоичных кодов.

В работах [7, 9] показано, что двоичные коды являются максимально декодируемыми. Они способны исправить $d_{min} - 1 = n - k$ ошибок и по этой причине не требуют оценки вырожденности переставленной матрицы необходимой для перехода к образованию эквивалентного кода. Однако не все методы сортировки символов по их оценкам надёжности могут быть использованы в системе ПД. Дело в том, что в ходе сортировки символов принятого кодового вектора A образуется переставленный вектор A_{perm} и по биекции между этими векторами формируется матрица перестановок $P_{A \rightarrow A_{perm}}$. В таблице 1 дана классификация методов сортировки цифровых массивов с указанием сложности реализации по граничным оценкам: лучший случай, в среднем и худший случай.

Таблица 1. Классификация методов сортировок и числовых массивов с указанием сложности их реализации

Алгоритм	Структура данных	Временная сложность		
		Лучшее	В среднем	В худшем
Быстрая сортировка	Массив	$O(n \log(n))$	$O(n \log(n))$	$O(n^2)$
Сортировка слиянием	Массив	$O(n \log(n))$	$O(n \log(n))$	$O(n \log(n))$
Пирамидальная сортировка	Массив	$O(n \log(n))$	$O(n \log(n))$	$O(n \log(n))$
Пузырьковая сортировка	Массив	$O(n)$	$O(n^2)$	$O(n^2)$
Сортировка вставками	Массив	$O(n)$	$O(n^2)$	$O(n^2)$
Сортировка выбором	Массив	$O(n^2)$	$O(n^2)$	$O(n^2)$
Блочная сортировка	Массив	$O(n + k)$	$O(n + k)$	$O(n^2)$
Поразрядная сортировка	Массив	$O(nk)$	$O(nk)$	$O(nk)$

С точки зрения формирования матрицы $P_{A \rightarrow A_{perm}}$ по нескольким причинам наиболее подходящим алгоритмом сортировки является «Алгоритм сортировки выбором». Во-первых, указанный алгоритм по определению обеспечивает обращение процессора сортировщика к каждому нумератору символов вектора A_{perm} , что отвечает требованию формирования тонкой структуры матрицы $P_{A \rightarrow A_{perm}}$. Во-вторых, в любых ситуациях сортировщик занимает одинаковое время на обработку векторов равной длины, что положительно сказывается на синхронизации кодеков. В-третьих, в большинстве случаев сортируется и оценивается по сложности реализации последовательность данных, которые, как правило, не имеют повторов. В системе ПД в массив могут входить повторяющиеся данные, но метод слияния, например, в этом случае не отвечает требованиям пошаговому формированию матрицы $P_{A \rightarrow A_{perm}}$.

Двоичные блоковые систематические коды не отвечают требованиям максимально декодируемых кодов [9]. Это означает, что ряд возможных перестановок нумераторов двоичных символов приводят к вырожденным переставленным матрицам, которые не обеспечивают получения эквивалентных кодов. На этом фоне возникает вопрос о целесообразности внесения таких перестановок в память декодера приёмника. В этом случае необходим специфический инструмент в системе декодера в формате когнитивной карты. Тогда для минимизации временных потерь и рационального использования вычислительных ресурсов декодера при возникновении ситуации с перестановкой, приводящей к вырожденной матрице, декодер в состоянии без производства вычислений, используя только сравнение данных вырожденной перестановки с данными по подобным перестановкам из состава когнитивной карты практически немедленно констатировать непроизводительную комбинацию нумераторов символов и заменить ее на ближайшую подходящую перестановку.

3. ОЦЕНКА ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ПРОЦЕДУРЫ ПЕРЕСТАНОВОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ

Пусть в некоторой совмещённой телекоммуникационной, измерительной и управляющей системе для защиты команд управления от ошибок используется систематический код Хэмминга (7, 4, 3). Пусть на первых этапах декодера такого кода когнитивная карта оказывается незаполненной, но она включена в состав структурной схемы декодера. Пусть в результате приёма вектора A на входе декодера сформировалась следующая комбинация жёстких решений и сопровождающих эти решения мягких решений символов, которая приведена ниже.

$$A = \begin{array}{cccccccc} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & \text{Жёсткие решения;} \\ 3 & 7 & 1 & 2 & 6 & 5 & 4 & \text{Мягкие решения.} \end{array}$$

В результате сортировки мягких решений формируется шаг за шагом вектор вида:

$$A_{perm} = \begin{array}{cccccccc} 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & \text{Жёсткие решения;} \\ 7 & 6 & 5 & 4 & 3 & 2 & 1 & \text{Мягкие решения.} \end{array}$$

При этом синхронно с образованием вектора A_{perm} шаг за шагом формируется перестановочная матрица вида:

$$P_{A \rightarrow A_{perm}} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

В последующем матрица $P_{A \rightarrow A_{perm}}$ в транспонированном виде будет использована для обратных перестановок в процедуре выявления истинного вектора ошибок.

В результате преобразований оказалось, что на первых четырёх позициях оказались нумераторы 2 5 6 7. Получив этот результат, декодер выполняет проверку на невырожденность переставленной порождающей матрицы. Известно, что порождающая матрица исследуемого кода имеет вид:

$$G_{(7,4,3)} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (1)$$

Переставленная матрица G_{perm} примет вид:

$$G_{perm} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Выделяя первые четыре столбца из состава матрицы G_{perm} , декодер оценивает вырожденность новой матрицы размерности $k \times k$. Принципиально отрицательный исход в таком простом примере определяется методом проб и ошибок. Например, складывая третью строку такой матрицы с четвертой, получаем первую строку. Действительно: $0 \ 1 \ 1 \ 0 \oplus 0 \ 0 \ 1 \ 1 = 0 \ 1 \ 0 \ 1$. Линейная зависимость строк говорит о вырожденности матрицы вида:

$$D_{k \times k} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}.$$

В реальной ситуации в ходе оперативной работы с более сложными кодами процессор декодера будет выполнять строгие действия по оценке вырожденности матриц вида $D_{k \times k}$. В нашем случае:

$$\Delta = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} = (-1)^3 \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix} = (-1)^3 [0 \oplus 0 \oplus 0 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 1] = 0,$$

поскольку операции выполняются в двоичном поле Галуа, при этом знак минус равносильно знаку плюс [68]. Строгое выполнение процедуры по оценке вырожденности матрицы $D_{k \times k}$ подтверждает выше сделанное заключение о непригодности такой перестановки для продолжения процедуры поиска эквивалентного кода. Оценка сложности реализации приведённых действий показывает, что декодер потребует выполнения количества шагов, которые указаны в таблице 2.

В таблице 3 дана оценка бюджета времени для подобных процедур при использовании кода БЧХ (15, 7, 5). Будем считать, что определителем 7-го порядка квадратной матрицы называется число, равное алгебраической сумме $7!$ слагаемых, каждое из которых представляет собой произведение 7 элементов, взятых по одному из каждой строки и каждого столбца матрицы [4].

При выполнении расчётов на «наихудший случай» и при использовании процессора с тактовой частотой 50 МГц на оценку вырожденности матрицы уходит до 110 мкс. В случае записи неудачной перестановки в когнитивную карту декодера на сравнение полученной перестановки и данных из памяти для кода (15, 7, 5) уйдёт от силы 10 нс.

Таблица 2. Оценка бюджета времени при формировании перестановки кода (7, 4, 3)

Операция	Число тактов	Процессор с тактовой частотой 500 МГц	Процессор с тактовой частотой 50 МГц
Сортировка массива	$7^2 = 49$	98 нс	980 нс
Формирование матрицы $P_{A \rightarrow A_{perm}}$	$7^2 = 49$	98 нс	980 нс
Формирование матрицы G_{perm}	$7 \times 4 = 28$	56 нс	560 нс
Формирование матрицы $D_{k \times k}$	49	32 нс	320 нс
Δ	24	48 нс	480 нс
Итого	166	332 нс = 0,33 мкс	3320 нс = 3,3 мкс

Таблица 3. Оценка бюджета времени при формировании перестановки кода (15, 7, 5)

Операция	Число тактов	Процессор с тактовой частотой 500 МГц	Процессор с тактовой частотой 50 МГц
Сортировка массива	$15^2 = 225$	450 нс	4500 нс
Формирование матрицы $P_{A \rightarrow A_{perm}}$	$15^2 = 225$	450 нс	4500 нс
Формирование матрицы G_{perm}	$15 \times 7 = 105$	210 нс	2100 нс
Формирование матрицы $D_{k \times k}$	49	98 нс	980 нс
Δ	$7! = 5040$	10080 нс	100800 нс
Итого	5644	11288 нс \approx 11 мкс	\approx 110 мкс

Технологическим свойством ПД является то, что перестановки могут быть записаны в память декодера априори. Поддержка метода вычислять и записывать в когнитивную карту декодера отрицательные результаты перестановок в ходе оперативной работы декодера, по сути, говорит о процедуре обучения декодера. Поэтому карту памяти декодера с подобной информацией правомерно именовать когнитивной картой описанной технической системы.

Следующим крупным в вычислительном отношении шагом в реализации метода ПД является поиск порождающей матрицы эквивалентного кода в систематической форме [4]. Первоначально для этого требуется вычислить матрицу миноров M [6], затем перейти к транспонированной матрице M^T и разделить ее на полученное ранее значения определителя Δ . Пусть приёмник управляемого объекта, оперируя кодом Хэмминга (7, 4, 3), зафиксировал перестановку вида 2357, определитель которой $\Delta_{2357} \neq 0$. Принципиально указанная перестановка могла принять любое значение из $4! - 1 = 23$, которое всегда можно перевести к лексикографическому формату 2357. После выполнения указных шагов полученная матрица размерности $k \times k$ является «кодовой фразой» для получения порождающей матрицы эквивалентного кода выраженного данной перестановкой. Покажем это на примере. Оценим число шагов и требуемое время для обработки данной перестановки с учётом тактовой частоты процессора приёмника. Вычислим матрицу миноров M .

$$D_{k \times k} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

$$M = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}.$$

Отсюда с учётом, что $\Delta_{2357} = 1$, получаем M^T в формате «кодовой фразы»:

$$M^T = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

Из выражения (1), устанавливая произвольное следование столбцов проверочной части порождающей матрицы исходного кода, например, 146, получаем образец переставленной для данной перестановки матрицу G_{perm} .

$$G_{perm} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Для получения порождающей матрицы G_{perm}^{sys} эквивалентного кода в систематической форме применяем к матрице G_{perm} «ключевую фразу» M^T . Обращаемся к первой строке матрицы M^T и складываем по $mod 2$ позиция единиц этой строки первую и вторую строки матрицы (3), получаем первую строку для G_{perm}^{sys} : 1 0 0 0 1 0 1. Далее, для получения второй строки складываем первую, третью и четвертую строки из (3). Аналогично поступаем для получению других строк G_{perm}^{sys} . Итоговая матрица представлена выражением (4).

$$G_{perm}^{sys} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}. \quad (4)$$

В основе современных программируемых логических интегральных схем (ПЛИС), работающих в тяжёлых условиях эксплуатации, как правило, лежат специализированные изделия с сокращённым циклом проектирования и производства. Приведённые расчёты носят ориентировочный характер и могут быть существенно улучшены и достигать максимальной эффективности при выполнении конкретных задач управления, контроля и сбора информации.

По крайней мере, становится ясным, что выполнение на ПЛИС матричных преобразований не является концептуальным препятствием для создания процессоров, реализующих принцип ПД. Применение процедуры обучения декодера с использованием когнитивной карты, способной в ходе работы декодера запоминать результаты анализа полученных перестановок и отделять производительные перестановки от перестановок, не обеспечивающих получение эквивалентных кодов,

способствуют ускорению процесса поиска матриц вида G_{perm}^{sys} . Более того, такие матрицы могут быть вычислены заранее и занесены в когнитивную карту в виде готового продукта с чётким разделением на производительные и непроизводительные перестановки. Подобная организация декодера позволит в зависимости от типа ПЛИС (особенностей номинала тактовой частоты) сократить время выхода на соответствующую матрицу G_{perm}^{sys} на два – четыре порядка относительно представленных в таблицах 2 – 5. Вместе с этим возникает вопрос строгого доказательства принципов организации памяти когнитивной карты декодера и выявления лексикографических основ ее организации, способствующих снижению объёма данных такой карты.

Таблица 4. Оценка бюджета времени при формировании порождающей матрицы эквивалентного кода (7, 4, 3)

Операция	Число тактов	Процессор с тактовой частотой 500 МГц	Процессор с тактовой частотой 50 МГц
Формирование матрицы M	$3^2 * 16 = 144$	288 нс	2880 нс
Вычисление матрицы M	$3! * 16 = 96$	192 нс	192 нс
Формирование матрицы M^T	$4^2 = 16$	32 нс	3200 нс
Формирование матрицы G_{perm}^{sys}	$(4^2/2) * 7 \approx 56$	112 нс	1120 нс
Итого	312	624 нс	6240 нс

Таблица 5. Оценка бюджета времени при формировании порождающей матрицы эквивалентного кода (15, 7, 5)

Операция	Число тактов	Процессор с тактовой частотой 500 МГц	Процессор с тактовой частотой 50 МГц
Формирование матрицы M	$6^2 * 49 = 1764$	3528 нс	35280 нс
Вычисление матрицы M	$6! * 49 = 35280$	70560 нс	705600 нс
Формирование матрицы M^T	$7^2 = 49$	98 нс	980 нс
Формирование матрицы G_{perm}^{sys}	$(7^2/2) * 15 \approx 360$	720 нс	7200 нс
Итого	37453	74906 нс	749060 нс

4. ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕАЛИЗАЦИИ ПЕРЕСТАНОВОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ

Становится очевидным, что временные характеристики оценки выигрыша реализации ПД не являются актуальными из-за исчезающе малой разницы по времени между классической реализацией процедуры декодирования и реализацией по принципу ПД. В работе [8] показано, что вероятностные характеристики по результатам аналитического моделирования (в частности, по параметру вероятности ошибки на бит P_b) оказываются наиболее существенными сточки зрения практической реализации метода ПД. В работах [6, 8] строго доказано, что асимптотический максимум по параметру P_b всегда достигается при относительной скорости помехоустойчивого кода близкой к значению $R = k/n = 0,5$, где k – число информационных разрядов, а n – общая длина кодового вектора. Более точно аналитическое выражение для максимума P_b имеет вид $2k - 1 = n$. По этой причине из обширного списка циклических кодов, представленных в работе [9], были выбраны только два (n, k) кода: (7, 4) и (15, 8). На рисунке 1 представлены важнейшие показатели для параметра P_b в системе

независимого потока ошибок в условиях проявления аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ).

В системе функциональной надёжности большинства вычислительных устройств, как правило, эта характеристика нормируется руководящими документами на уровне $p_b = 10^{-6}$. Графика представлены с учётом предела К. Шеннона равного – 1,6 дБ [7]. Верхней границей для параметра p_b принято считать обработку данных в канале с АБГШ без использования алгоритмических (без повторов данных) или кодовых методов. На рисунке 1, не рассматривая алгоритмы с алгебраическими методами исправления ошибок, показана вероятностная характеристика при исправлении стираний как наиболее выигрышная из классических методов повышения достоверности. Заметно, что системы с ПД значительно выигрывают по сравнению этой кривой. Для кода (7, 4) около 2 дБ, а для кода (15, 8) около 4,5 дБ. Указанные параметры чрезвычайно важны для построения сенсорных сетей с автономными источниками питания, поскольку позволяют в 2 и более раз уменьшить мощность передатчика.

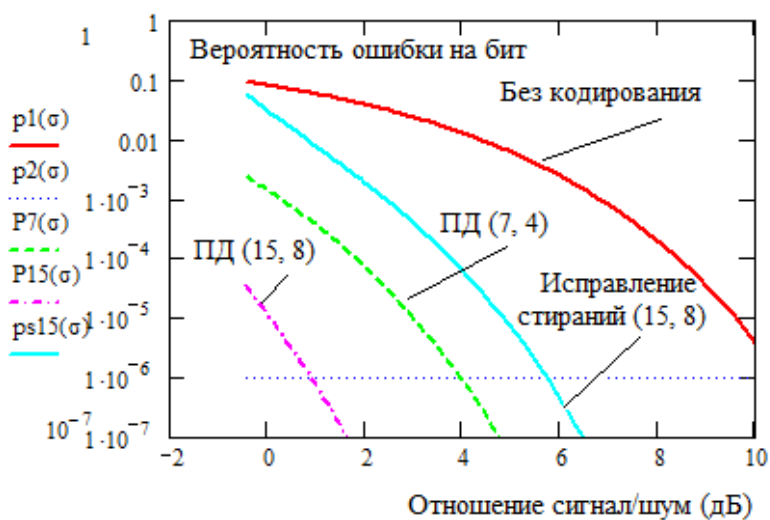


Рис. 1. Вероятности ошибок на бит для различных вариантов обработки данных

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Не оценивая сложность реализации системы с ПД, можно с уверенностью утверждать, что временные характеристики обработки данных с ПД, несомненно указывают на их выигрыш по времени, который, как выясняется, не являются решающим в предпочтениях для выбора системы обработки данных: с использованием ПД или нет.

Основным преимуществом системы с ПД является высокий показатель параметра энергетического выигрыша кода. При этом, как следует из работ [4 - 6], простота реализации декодера решается за счёт использования когнитивной карты декодера. Именно этот технический приём обеспечивает не только простоту реализации кодека, но и способствует уменьшению временных показателей обработки данных.

ЛИТЕРАТУРА

1. Клименко И.С. Теория систем и системный анализ : М. : КНОРУС, 2021. 264 с.
2. Борисов В.В., Круглов В.В., Федулов А.С. Нечеткие модели и сети : 2-е изд., стереотип. М. : Горячая линия – Телеком, 2017. 284 с.
3. Николенко С., Кадурин А., Архангельская Е. Глубокое обучение. СПб. : Питер, 2020. 480 с.

4. Гладких А.А. Перестановочное декодирование как инструмент повышения энергетической эффективности систем обмена данными // *Электросвязь*. 2017. № 8. С. 52–56.
5. Ганин Д.В., Дамдам М.А.Я., Савкин А.Л. Перестановочное декодирование в маломощных беспроводных сенсорных сетях // *Автоматизация процессов управления*. 2022. №2(68). С. 37 – 44.
6. Бабанов Н.Ю., Гладких А.А., Наместников С.М., Шахтанов С.В. Свойства циклических структур в системе перестановочного декодирования избыточных кодов // *Автоматизация процессов управления*. 2020. №2(60). С. 82 – 89.
7. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е изд. : Пер. с англ. М : Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
8. Гладких А.А. Основы теории мягкого декодирования избыточных кодов в стирающем канале связи // *Ульяновск: УлГТУ*, 2010. – 379 с.
9. Питерсон У., Уэлден Э. Коды, исправляющие ошибки. М. : «Мир», 1976. 594 с.

REFERENCES

1. Klimenko I.S. Theory of systems and system analysis: M. : KNORUS, 2021. 264 p.
2. Borisov V.V., Kruglov V.V., Fedulov A.S. Fuzzy Models and Networks: 2nd ed., stereotype. M. : Hotline - Telecom, 2017. 284 p.
3. Nikolenko S., Kadurin A., Arkhangelskaya E. Deep learning. SPb. : Peter, 2020. 480 p.
4. Gladkikh A.A. Permutation decoding as a tool for improving the energy efficiency of data exchange systems // *Elektrosvyaz*. 2017. No. 8. S. 52–56.
5. Ganin D.V., Damdam M.A.Ya., Savkin A.L. Permutation decoding in low-power wireless sensor networks // *Automation of control processes*. 2022. No. 2(68). pp. 37 - 44.
6. Babanov N. Yu., Gladkikh A. A., Namestnikov S. M., Shakhtanov S. V. Properties of cyclic structures in the system of permutation decoding of redundant codes // *Automation of control processes*. 2020. No. 2(60). pp. 82 - 89.
7. Sklyar B. Digital communication. Theoretical foundations and practical application. 2nd ed. : Per. from English. M: Williams Publishing House, 2003. 1104 p.
8. Gladkikh A.A. Fundamentals of the theory of soft decoding of redundant codes in an erasing communication channel / A.A. Gladkikh - Ulyanovsk: UIGTU, 2010. - 379 p.
9. Peterson W., Welden E. Error-correcting codes. M. : "Mir", 1976. 594 p.

ВЫЯВЛЕНИЕ И БЛОКИРОВКА ТЕХНИЧЕСКИХ КАНАЛОВ УТЕЧКИ ИНФОРМАЦИИ НА ОБЪЕКТЕ ИНФОРМАТИЗАЦИИ

К.В. Яцук, Д.А. Иванов, В.А. Харьков, У.К. Зулинов

Филиал Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е.Жуковского и Ю.А.Гагарина» (ФВУНЦ ВВС «ВВА»),
Челябинск, Россия.

Аннотация. В статье проведен анализ существующих негативных факторов, влияющих на состояние информационной безопасности на объектах информатизации. Рассмотрены особенности технических каналов утечки информации и общие мероприятия по их выявлению и ликвидации.

Ключевые слова: Техническая защита информации, технические каналы утечки информации, объект информатизации, несанкционированный доступ, аттестация.

IDENTIFICATION AND BLOCKING OF TECHNICAL CHANNELS OF INFORMATION LEAKAGE AT THE INFORMATIZATION FACILITY

K.V. Yatsuk, D.A. Ivanov, V.A. Kharkin, U.K. Zulinov

Branch of the Military Training and Scientific Center of the Air Force «Air Force Academy
named after Professor N.E.Zhukovsky and Yu.A.Gagarin» (FVUNTS VVS «VVA»),
Chelyabinsk, Russia.

Abstract. The article analyzes the existing negative factors affecting the state of information security at informatization facilities. The features of technical channels of information leakage and general measures to identify and eliminate them are considered.

Keywords: Technical protection of information, technical channels of information leakage, informatization object, unauthorized access, certification.

1. ВВЕДЕНИЕ

Общего определения термина «информация» не существует. Чаще всего под ним понимают совокупность данных, сведений, знаний, в том числе:

- научные, образовательные сведения;
- технологические регламенты;
- персональные данные;
- интеллектуальная собственность;
- финансовые данные;
- структурная информация (состав, род деятельности организаций, объединений или иных сообществ).

Основные свойства грамотно охраняемой информации:

- конфиденциальность – доступ к массивам данных должен быть только у доверенных лиц или сотрудников;
- целостность – сведения не могут быть изменены, скопированы или обработаны иным способом без соответствующих разрешений;
- доступность – доверенные сотрудники не должны испытывать затруднений в пользовании или работе с данными.

Сведения хранятся в виде бумажных документов или электронных файлов. Возникает необходимость охраны информационных массивов с помощью организационных или технических средств, программных методов.

Необходимо учитывать, что универсальных методов защиты информации не существует. Невозможно заранее предусмотреть все варианты развития событий. Особенностью сведений является изменчивость их важности в глазах как собственника, так и посторонних лиц.

Актуальность и содержательность данных меняются, иногда это происходит с большой скоростью. Противостояние систем защиты информации и злоумышленников способно принять любые формы – от активных действий до случайных, эпизодических попыток несанкционированного доступа. В таких условиях потери или хищения сведений – лишь вопрос времени.

Динамичное изменение военно-политической обстановки в мире, наличие районов политической и военной нестабильности, региональных и локальных военных конфликтов, увеличение угроз создания ядерного оружия в странах, не имеющих международных обязательств по ограничению его применения, опасность международного терроризма привели к возрастанию роли технической разведки, созданию новых технических средств добывания и обработки разведывательной информации. Иностраные технические разведки (ИТР) становятся все более сложными и комплексными, а международные интеграционные процессы и внедрение новых информационных цифровых технологий позволяют повышать достоверность и точность разведанных.

2. АНАЛИЗ И ВЫЯВЛЕНИЕ ТЕХНИЧЕСКИХ КАНАЛОВ УТЕЧКИ ИНФОРМАЦИИ

Анализ технических каналов утечки информации (ТКУИ) обеспечивает выявление и блокировку их использования. Значительная часть данных попадает в распоряжение злоумышленников путем кибератак, но технические каналы остаются актуальными. Поэтому процедура аттестации помещений и оборудования с целью определения и снижения уровня рисков проводится до сих пор.

Утечка информации в большинстве случаев происходит по техническим каналам четырех типов:

- по линиям побочных электромагнитных излучений и наводок (ПЭМИН);
- по телефонным линиям связи;
- по акустовибрационным и акустическим каналам;
- по видовым — оптическим каналам.

Более чем в 60 % случаев утечка информации происходит по каналам ПЭМИН,. По изменению электромагнитного излучения можно получить информацию о:

- данных, выводимых на экран;
- данных, вводимых с клавиатуры;
- данных, записываемых на жесткий диск или съемные устройства.

По электромагнитному и акустическому каналу снятие информации производится при помощи электронных закладных устройств (ЗУ). Если существует риск утечки информации, заявленный службой безопасности, необходимо объединить два вида реакции:

- разработка организационных и технических мероприятий по снижению риска путем экранирования или зашумления каналов;
- системный поиска закладных устройств.

ЗУ оборудованы радиопередатчиками, они находятся в самых неожиданных местах. Если ЗУ, снимающие данные по ТКУИ через ПЭМИН, находятся внутри системного блока или параллельно присоединены к проводам электроснабжения и заземления, акустические устройства могут быть замаскированы в любом предмете интерьера, спрятаны под обоями, присутствовать в виде шпилек в прическе посетительниц.

Поиск электронного ЗУ снятия информации с технического канала утечки по видовым признакам производится путем визуального осмотра помещения сотрудниками служб безопасности. Он не требует привлечения специалистов организаций, имеющих лицензию на осуществление:

- проверки помещений на наличие устройств аудио- и видеофиксации информации;
- проверки технических средств на наличие встроенных сторонних устройств снятия и передачи информации.

Значительное количество ЗУ работают на излучение в постоянном режиме, что делает их выявление проще. Современные устройства снятия информации с ТКУИ могут записывать данные в накопитель, далее передают их в короткие сроки по внешней команде. Первый тип устройств выявляется по стабильному изменению радиоизлучения в определенном месте, второй только в момент работы, что затрудняет поиск.

Визуальный осмотр проводится по схеме, по заранее известному маршруту: от входной двери, сначала по периферии, потом в центре исследуемой зоны. Окна обязательны к осмотру на наличие датчиков снятия виброакустической информации. В ходе осмотра следует обращать внимание на свежие царапины на мебели и стенах, особенно возле электрических розеток и выключателей.

Визуальный осмотр проводится внимательно, с изучением внутренностей компьютера, каждого миллиметра провода или металлического сооружения, стен и пола.

Недорогое вспомогательное оборудование — фонари, эндоскопы, досмотровые зеркала — помогает выявить ЗУ с большей вероятностью, особенно неаккуратно установленные при спешке. Привлечение к работе одного из сотрудников, постоянно работающих в помещении, поможет выявить изменения, заметные привычному глазу. Также поможет металлоискатель, выявляющий ЗУ с металлическими элементами в стенах или под покрытием пола. Используя рентген, способный видеть проводники и микросхемы, поиск будет на много продуктивней.

Исследование помещения на наличие ТКУИ и обслуживающих их закладных устройств проводится дистанционно, с помощью специальных средств. Иногда оставить целыми найденное ЗУ съема данных с акустического канала может быть более рациональным. Это дает возможность дезинформирования и исследования поведения преступника. Для проведения поиска лучше вызывать специальные агентства, которые могут дать рекомендации по установлению безопасности.

Основные способы поиска закладных устройств по демаскирующим признакам:

- поиск радиоизлучающих источников, превышающих мощность которая характерна для данного помещения, определяемую работой электрических устройств в помещении и вне его;

- поиск ЗУ по косвенным признакам изменений электрических характеристик линий, к которым параллельно подключены эти устройства. Следует учитывать, что современные ЗУ имеют компенсационные механизмы, которые позволяют регулировать изменение напряжения на линии, это усложняет выявление.

- поиск и определение параметров радиосигналов по частоте с дальнейшим сравнением демаскирующих признаков с заданными типовыми признаками ЗУ;

Контроль городских телефонных линий, становится важным элементом поиска. Выявление ЗУ, подключенного к телефонной линии, упрощается тем, что параллельное подключение неминуемо создает изменение электрических параметров: напряжения и тока, значений емкости и индуктивности, сопротивления.

Выявление закладок в телефонных линиях проводится при опущенной трубке телефона.

Используются устройства:

- генерирующие сигнал тревоги при выявлении отклонений от заданных параметров напряжения, тока, сопротивления;
- сообщающие о падении напряжения в телефонной линии;
- табельные радары, выявляющие отклонения в линиях и приблизительное расстояние до места отклонения.

Для выявления закладных устройств, установленных в помещении и снимающих данные с электромагнитных и акустических технических каналов, используются сканеры, анализаторы поля, рентгеновские установки, ищущие полупроводниковые элементы, нелинейные локаторы, выявляющие проводники. Устройства с разным функционалом объединяются в программно-аппаратный комплекс, одновременно сканирующий разные типы полей и отклонений от заданных значений и передающий данные в командный компьютер для анализа. Такие комплексы снабжены генераторами прицельной помехи, подавляющей активность ЗУ.

На первом этапе поиска используются сканеры устройств снятия аудиоинформации, действующие по амплитудному методу или методу акустической завязки. Сканеры эффективны для поиска активных ЗУ, подающих радиосигнал. В первом случае происходит изменение радиосигнала, во втором установление связи между антенной сканера и микрофоном устройства вызывает появление звукового сигнала.

Одно из направлений поиска опирается на выявление технических элементов, обязательно входящих в конструкцию ЗУ: полупроводниковых и металлических элементов. Также помощь окажет тепловизор, показывающий разницу температур между бетоном или кирпичной кладкой и воздухом пустоты. Чем мощнее нелинейный локатор и выше частота излучения, тем точнее он выявляет проводники и тем глубже способен «прослушать» стену.

После проведения анализа помещения с целью выявления ТКUI возникает задача: что делать с найденными устройствами — изъять, разрушить без изъятия, использовать в целях дезинформации. Изъятие связано с необходимостью разрушать часть стены помещения. Если это исключено, работу ЗУ блокируют.

3. ЗАЩИТА ОТ УТЕЧКИ ИНФОРМАЦИИ ПО ТЕХНИЧЕСКИМ КАНАЛАМ НА ОБЪЕКТЕ ИНФОРМАТИЗАЦИИ

Специфика технических систем защиты данных должна соответствовать форме и условиям их хранения и использования. Существуют общие меры предотвращения несанкционированного доступа:

- введение контроля за лицами, входящими в здание. На крупных предприятиях часто вводится пропускной режим;
- использование специальных технических средств связи и передачи данных — защищенные каналы, передача с шифрованием сигнала, системы кодировки данных;
- защита важных помещений от прослушки, визуального наблюдения;
- разграничение помещений по уровню допуска. Сотрудники, имеющие низкий уровень, не должны иметь возможности появляться в зонах, где требуется более высокий уровень допуска;
- установка шумоизоляции на стенах и других плоскостях важных помещений.

Огромную важность имеет организация работы с сотрудниками. Они должны получить определенный допуск к информационным ресурсам, который соответствует их профессиональным обязанностям. Кроме этого, сотрудникам необходимо пройти инструктаж по обращению с данными. Работникам ИБ-службы следует предупредить персонал об ответственности за повреждение или хищение информационных массивов.

Для охраны баз данных используются два основных метода:

- аппаратный;
- программный.

С помощью аппаратного метода выполняют поиск и обнаружение попыток несанкционированного доступа. Используются методы пассивного и активного противодействия атакам злоумышленников.

Программный метод направлен на ликвидацию попыток получения данных из компьютерной техники. Используются антивирусные приложения, шифрование данных, парольная защита.

Если аппаратные методы рассчитаны на использование технических средств защиты, то программные методики направлены на предотвращение удаленных способов воздействия на базы данных.

Обе методики нуждаются в постоянном контроле работоспособности и обновлении. С появлением новых технических и программных средств старые способы защиты перестают работать. Попытки экономии на охране неизменно приводят к потере данных. Работа организации может быть полностью парализована, чего допустить нельзя. Нужно предусмотреть цели злоумышленников, опередить их на всех этапах неправомερных действий.

Также одним из мероприятий по обеспечению защищенности информации на объекте информатизации является аттестация. Она проводится в установленном порядке в соответствии со схемой, выбираемой на этапе ее подготовки в соответствии с основным перечнем работ.

На этапе аттестационных испытаний анализируются организационная структура объекта информатизации (ОИ), информационные потоки, состав и структуры комплекса технических средств, применение сертифицированных и несертифицированных средств систем защиты информации. Испытания ОИ проводятся в реальных условиях эксплуатации проверкой фактического выполнения установленных требований на различных этапах технологического процесса обработки защищаемой информации.

При аттестационных испытаниях применяются экспертно-документальный метод, инструментальный метод с использованием контрольно-измерительной аппаратуры, проверка настройки элементов системы защиты информации в соответствии с требованиями ее безопасности, анализ уязвимостей информационной (автоматизированной) системы, испытания подсистемы защиты от несанкционированного доступа к информации попыткой несанкционированного доступа в обход подсистемы защиты информации.

При создании ОИ должны быть выполнены мероприятия по технической защите информации: специальные исследования входящих в состав ОИ основных технических средств и систем с оформлением предписаний на эксплуатацию; специальную проверку технических средств иностранного или совместного производства с выдачей соответствующего заключения; размещение и монтаж основных технических средств и систем в соответствии с требованиями безопасности информации. Установить средства защиты информации от утечки по техническим каналам (генераторы шума). Электропитание осуществлять от трансформаторной подстанции. Использовать двери с металлической обшивкой с внешней стороны. Предусмотреть конструкцию замков с системой автоматического запирания. На окна установить шторы или жалюзи, не пропускающие свет и т. д.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье рассмотрены существующие на данный момент основные негативные факторы, влияющие на состояние информационной безопасности и мероприятия по

обеспечению защищенности информации на объекте информатизации от утечки информации по техническим каналам, которые могут быть использованы при проведении аттестации выделенных помещений по требованиям безопасности информации. Проведен анализ технических каналов утечки информации на объектах информатизации, рассмотрены методики и способы выявления и предупреждения их появления. Также, стоит не забывать, что злоумышленники не стоят на месте и добывают информацию новыми методами и способами, а меры противодействия всегда будут на шаг позади, поэтому нужно работать над скоростью выявления новых каналов утечки информации и быстротой разработки мероприятий по защите от них, чтобы потери были минимальными.

ЛИТЕРАТУРА

1. Галушкин А.А. К вопросу о кибершпионаже и киберконтрразведке на современном этапе // Вестник РУДН. Серия Юридические науки. 2014. № 3. С. 42—45.
2. Провоторов В.Д. Общие принципы создания и функционирования системы обеспечения безопасности предприятия и управление ею / Защита информации. «INSIDE» – 2006. – №5. – С. 19-25.
3. Фучко М.М., Широких А.В., Захаров А.А., Несговоров Е.С., Оленников Е.А. Аудиовыход как скрытый канал утечки данных: технологии создания и методы защиты // Вестн. УрФО. Безопасность в информационной сфере. 2016. №3 – 21с.
4. Ворона В.А. Способы и средства защиты информации от утечки по техническим каналам / В.А. Ворона, В.О. Костенко // Computational nanotechnology. 2016. №3. С. 208-223.

REFERENCES

1. Galushkin A.A. On the issue of cyber espionage and cyber counterintelligence at the present stage // Bulletin of the RUDN. Series of Legal Sciences. 2014. No. 3. pp. 42-45.
2. Provotorov V.D. General principles of creation and functioning of the enterprise security system and its management / Information protection. "INSIDE" – 2006. – No.5. – pp. 19-25.
3. Foucault M.M., Shirokikh A.V., Zakharov A.A., Nesgovorov E.S., Oleinikov E.A. Audio output as a hidden data leakage channel: creation technologies and protection methods // Vestn. UrFO. Security in the information sphere. 2016. No. 3 – 21с.
4. Vorona V.A. Methods and means of protecting information from leakage through technical channels / V.A. Vorona, V.O. Kostenko // Computational nanotechnology. 2016. No.3. pp. 208-223.

ЗАЩИТА СОВРЕМЕННЫХ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ УКВ- ДИАПАЗОНА ОТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

Д. А. Иванов¹, Э. В. Аведян¹, Ю. В. Кандрашов²

¹Филиал Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия» в г. Челябинске (филиал ВУНЦ ВВС «ВВА»), Челябинск, Россия

²Военная академия связи (ВАС), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье на основе анализа схем приемного тракта и прямого преобразования обобщенной структуры защиты приемных трактов средств радиосвязи (СРС) разработана структура защиты приемных трактов СРС в условиях воздействия электромагнитных импульсных воздействий большой мощности с учетом возникновения высокочастотных колебаний, воздействующих на последующие каскады приемного тракта. Представлена структура многокаскадных цепей защиты, обеспечивающая постепенное ограничение воздействующего импульса и возможность управления уровнями защиты для обеспечения требуемых значений избирательности, в частности восприимчивости по блокированию, не предъявляемых к УКВ радиоприемникам по существующим стандартам.

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

PROTECTION OF MODERN VHF-BAND RADIO COMMUNICATIONS FROM HIGH-POWER ELECTROMAGNETIC PULSE EFFECTS

D. A. Ivanov ¹, E. V. Avedyan ¹, Yu. V. Kondrashov ²

¹Affiliate of the Military Educational and Scientific Center of the Air Force "Air Force Academy" in Chelyabinsk (branch of the VUNC VVS "VVA"), Chelyabinsk, Russia

²Military Academy of Communications (VAS), St. Petersburg, Russia

Abstract. In the article, based on the analysis of the receiving path circuits and the direct transformation of the generalized structure of the protection of the receiving paths of radio communications (SRS), the structure of the protection of the receiving paths of the SRS under the influence of high-power electromagnetic pulse effects, taking into account the occurrence of high-frequency oscillations affecting the subsequent cascades of the receiving path. The structure of multi-stage protection circuits is presented, which provides a gradual limitation of the acting pulse and the ability to control the protection levels to ensure the required selectivity values, in particular the susceptibility to blocking, which are not imposed on VHF radios according to existing standards.

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

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время существует множество методов борьбы с отдельными группами и видами помех, однако проблема защиты современных средств радиосвязи (СРС) от импульсных воздействий большой мощности далека от своего решения.

Ослабление влияния промышленных и взаимных помех достигается разносом несущих частот, расположением антенн, кодированием сигналов, применением средств

подавления помех, усовершенствования методов компенсации помех, экранированием и т.д.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Естественные помехи, такие как шумы радиоприемников, флуктуация принимаемых сигналов, возникающие в процессе распространения и переотражения радиоволн существуют практически постоянно. Однако РЭС, построенные на современных принципах строятся таким образом, чтобы обеспечивалось функционирование в условиях непрерывно действующих помех. Созданию таких устройств в значительной степени способствуют успехи, достигнутые в области и практике оптимального приема. Более того, применение современных микроконтроллеров и логических схем дают возможность реализации сложных математических алгоритмов демодуляции, решающих задачи повышения помехозащищенности.

Вместе с тем, СРС строятся таким образом, чтобы быть защищенными от действия не только наиболее вероятных, но и наиболее опасных преднамеренных воздействий большой мощности. Применение сложных защитных устройств зачастую приводит к удорожанию себестоимости РЭС, при этом все радиоэлектронные средства защищаются от организованных помех, влияние которых устраняется обычными методами [1, 2].

Принципиально защита от естественных, взаимных и организованных помех базируется на отличии структуры и закономерностей изменения параметров, свойственных полезным сигналам и мешающим воздействиям. Она обеспечивается предотвращением перегрузки приемников, компенсацией радиопомех, первичной, вторичной и функциональной селекциями, адаптацией, комплексным использованием информации и использованием помеховых сигналов в системах, содержащих подавляемые радиоэлектронные устройства.

В результате проведенных исследований стойкости СРС к ЭМИВБМ существуют практические рекомендации по обеспечению стойкости, а именно: применение элементной базы, стойкой к ЭМИВБМ; декомпозиция СРС на программно-аппаратные узлы критичные к ЭМИВБМ; унификация функциональных узлов для возможности замены в случае потери работоспособности при ЭМИВБМ; разработка конструкции изделий с проработкой размещения функциональных узлов для эффективного экранирования за счет корпуса изделия; схемные методы:

При эксплуатации основой является сбор и обобщение данных об электромагнитной обстановке, об осуществлении воздействий ЭМИВБМ на СРС и последствий отказов (мониторинг электромагнитной обстановки). Применение схемных и функциональных решений на мониторинг электромагнитной обстановки СРС и выдачей соответствующей информации при осуществлении ЭМИВБМ.

Современные радиоприемные устройства проектируются по схеме прямого преобразования (SDR-радио). Структурная схема приемного тракта по схеме прямого преобразования представлена на рис. 1 [3-5].

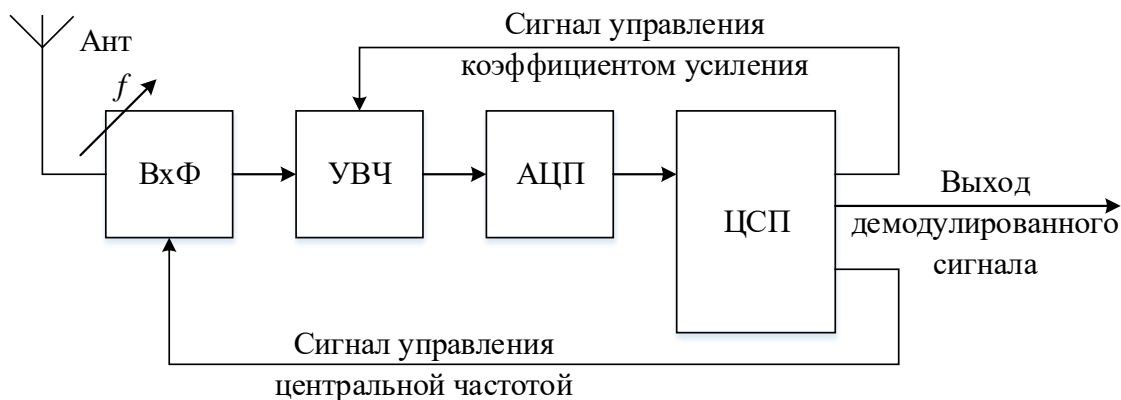


Рис. 1. Структурная схема приемного тракта по схеме прямого преобразования.

Входной сигнал, через входные фильтры (ВхФ), выполняющие роль основной селекции по высокой частоте, поступает на усилитель высокой частоты (УВЧ), предназначенный для получения в приемном тракте необходимого коэффициента шума. После УВЧ усиленный радиочастотный сигнал поступает на аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и далее обрабатывается цифровым сигнальным процессором (ЦСП).

Входные фильтры обычно выполняется из нескольких связанных колебательных контуров. В полосе настройки входных фильтров величина ослабления полезного сигнала достигает нескольких децибел, за полосой настройки 30 дБ, что характеризует его селективные свойства.

Во входных фильтрах реализованы цепи ограничения сигналов, обеспечивающие требования защиты приемных трактов от электромагнитной энергии большой мощности. При этом уровень защиты СРС с одной стороны при обеспечении защиты входных цепей должен обеспечить выполнение требований по динамическому диапазону работы приемных трактов, а с другой стороны выполнить требования по избирательности приемника (восприимчивости по блокированию). Наличие ограничительных элементов в цепях защиты приводит к возникновению вторичных высокочастотных колебаний при ЭМИВБМ.

Таким образом при разработке структуры защиты приемных трактов СРС необходимо учитывать возникновение высокочастотных колебаний, так же воздействующих на последующие каскады приемного тракта.

На рис. 2 представлена структура многокаскадных цепей защиты, обеспечивающая, во-первых, постепенное ограничивающее воздействие импульса, а во-вторых возможность управления уровнями защиты для обеспечения требуемых значений избирательности, в частности восприимчивости по блокированию, не предъявляемых к УКВ радиоприемникам по существующим стандартам. Возможность управления уровнем защиты для обеспечения требуемых значений избирательности (блокирования) на сегодняшний день особенно актуален, в связи с уменьшением габаритов СРС и высокой интеграцией технических средств в местах расположения (командно- штабные машины, контейнеры, интегрированные мачты надводных кораблей и т.д.), что приводит к ухудшению электромагнитной обстановки.

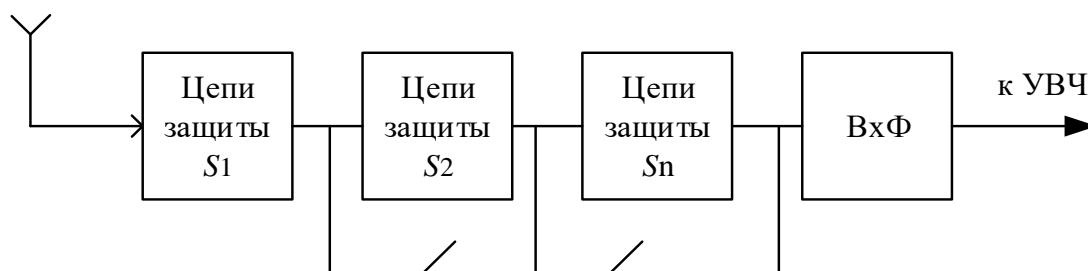


Рис. 2. Обобщенная структура защиты приемных трактов СРС.

Таким образом мерами защиты намеренно созданных путей СРС от влияния ЭМИВБМ вместе с экранированием функциональных узлов и первичной селекцией является применение распределенных, комплексных средств защиты с возможностью регулировки уровня защиты входных цепей [6-10].

Основной задачей при разработке распределенных средств защиты является учет обеспечения требований к избирательности приемных трактов, что в свою очередь ставит задачу многокритериальной оптимизации цепей защиты в зависимости от уровня избирательности и динамического диапазона работы приемного тракта.

При этом, уровень энергии при которой осуществляется защита приемных устройств обеспечивается решением выражения, на основе введения ограничений:

$$K_3 = \begin{cases} \frac{\mathcal{E}_{кр}}{\mathcal{E}_{ЭМИ}} \rightarrow \max; \\ S \rightarrow \max; \\ D \rightarrow \max; \\ C \rightarrow \min; \\ P_{пр} \rightarrow 0. \end{cases} \quad (1)$$

где: K – коэффициент защищенности; $\mathcal{E}_{кр}$ – критическая энергия ЭМИ; $\mathcal{E}_{ЭМИ}$ – энергия ЭМИ на входе приёмного тракта; S – уровень обеспечения избирательности; D – величина динамического диапазона; C – стоимость решения по защите; P – вероятность сохранения работоспособности СРС при ЭМИВБМ.

Задача оптимизации сводится к однокритериальному посредством введения ограничений:

$$K_3 = \begin{cases} \frac{\mathcal{E}_{кр}}{\mathcal{E}_{ЭМИ}} \rightarrow \max; \\ S \geq S_3; \\ D \geq D_3; \\ C \leq C_3; \\ P_{пр} \geq P_3. \end{cases} \quad (2)$$

где: D_3 – заданный уровень динамического диапазона; S_3 – заданный уровень избирательности; C_3 – заданная стоимость решения по защите; P_3 – заданная вероятность потери работоспособности СРС при ЭМИВБМ [11].

Для определения рационального набора цепей защиты применяются итерационные методы. На рис. 3 представлен алгоритм выбора метода и средства защиты, являющийся итерационным, в каждой итерации которого выполняется N - однотипных шагов.

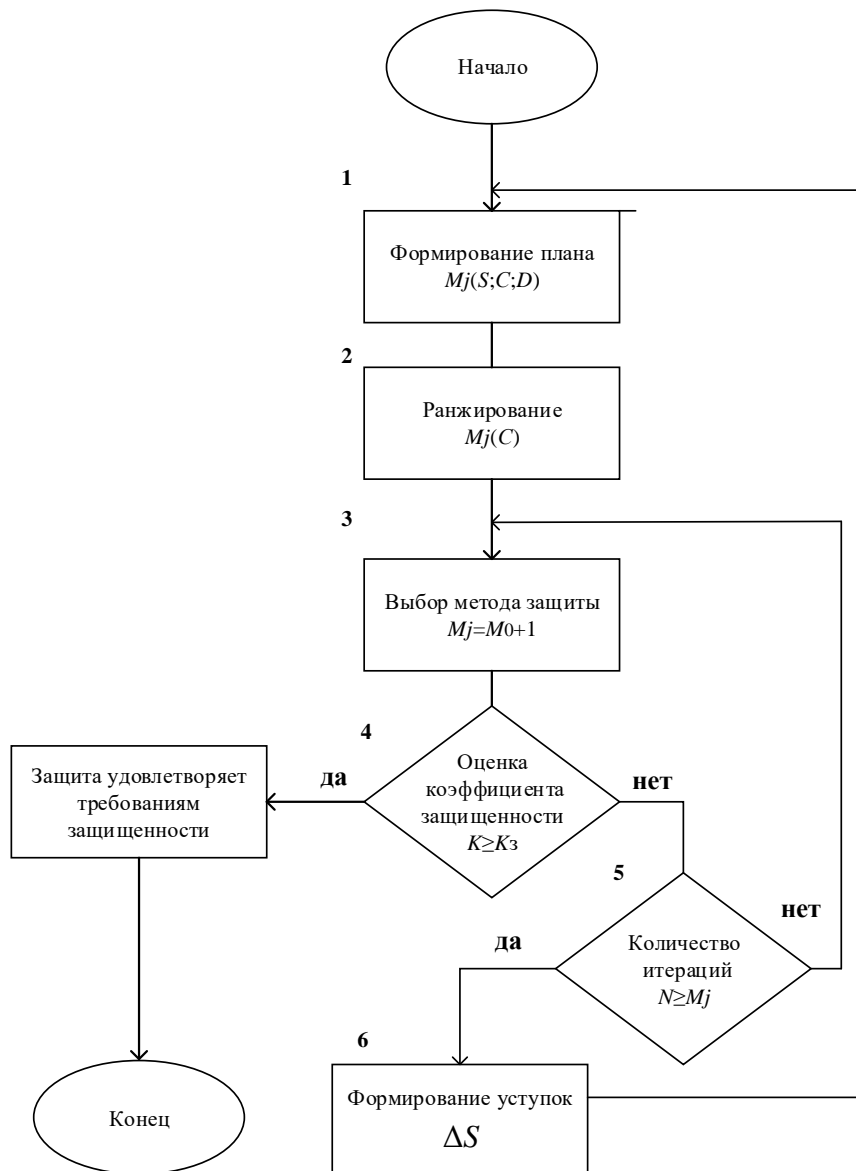


Рис. 3. Алгоритм выбора степени защиты

В алгоритме блоки 1, 2, 3 – являются элементами частной методики оценки защищенности по устранению узких мест – узлов и компонентов наиболее критичных к энергии ЭМИБМ.

Блок 6 – элементами частных методик определения необходимых методов, мер защиты с методами оптимизации на основе метода главного критерия и метода уступок. Оставшиеся блоки организуют взаимодействие элементов частных методик при организации алгоритма.

Работа алгоритма начинается с ввода исходных данных, формирование плана метода защиты исходя из заданных количественных значений избирательности (S), стоимости (C) и динамического диапазона (D).

В ходе оценки определяются значения показателей стойкости СРС и функциональных узлов.

В блоке 2 для каждого варианта происходит ранжирование по стоимости (первый вариант – с минимальными затратами). Затем в блоке 3 выбирается первый вариант.

В блоке 4 определяется условие: соответствует ли реальное значение K эффективности заданному значению K_z . Если соответствует, то считается, что при технических решениях, принятых в СРС, обеспечивается требуемая эффективность

работы. В ином случае, если $K < K_3$ начинает работать методика выбора метода защиты блока 2 и 3.

В блоке 5 проверяется условие на каком этапе находится решение задачи выбора комплекса программно-аппаратных методов и средств защиты. На данном этапе заканчивается первый шаг первой итерации. С этого момента выполняется второй шаг следующей итерации.

Если в результате применения всех вариантов значение показателя эффективности не будет соответствовать заданному значению, то необходимо переходить к разработке более эффективных методов и средств защиты на основе формирования уступок в блоке 6. Далее повторяются шаги, выполняемые на предыдущей итерации.

$$K_3 = \begin{cases} \frac{\mathcal{E}_{\text{кр}}}{\mathcal{E}_{\text{ЭМИ}}} \rightarrow \max; \\ S \geq S_3 - \Delta S; \\ D \geq D_3; \\ C \leq C_3; \\ P_{\text{пр}} \geq P_3. \end{cases}, \quad (3)$$

где ΔS – количественное значение уступок по избирательности.

Далее проводится следующая итерация по формированию плана и вывода соответствующих решений.

В случае, если n -ой итерации условие $K > K_3$ выполнилось, то после проведения ранжирования вариантов применения методов средств защиты по стоимости, все составляющие будут иметь минимальные значения, следовательно, и суммарное значение стоимости обеспечения эффективности будет минимальной.

В случае если ни одно из условий не выполняется, необходимо разработка новых методов и средств защиты.

Разработанный алгоритм позволяет выбрать комплекс аппаратно-программных методов защиты для обеспечения эффективности работы РЭС при ЭМИВБМ по критерию минимальной стоимости и особенностей электромагнитной обстановки.

Также, в комбинированной системе защиты изделий необходимо ставить задачу организации и разработки многоступенчатого ограничения сигнала в совокупности с экранирование отдельных функциональных узлов.

Цепь защиты от импульсных воздействий должна быть быстродействующей (десятки нс) способной ограничить ЭМИВБМ с малой крутизной фронта. Цепь защиты от непрерывных воздействий должна ограничивать сигнал непрерывного действия большой мощности в соответствии с ГОСТ Р 51317.4.3-2006. Необходимо учитывать, что при ЭМИВБМ на быстродействующие цепи защиты, на вход приемного тракта будут действовать вторичные гармонические колебания высоко уровня, таким образом функциональный блок первой селекции должен быть выполнен на основе компонентов, стойких к энергетическим воздействиям большой мощности. Усилитель радиочастоты должен иметь собственную систему защиты, ограничивающий сигнал до уровней, при которых УРЧ не выйдет из строя.

Типовая схема цепей первичной многоступенчатой защиты представлена на рис. 4.

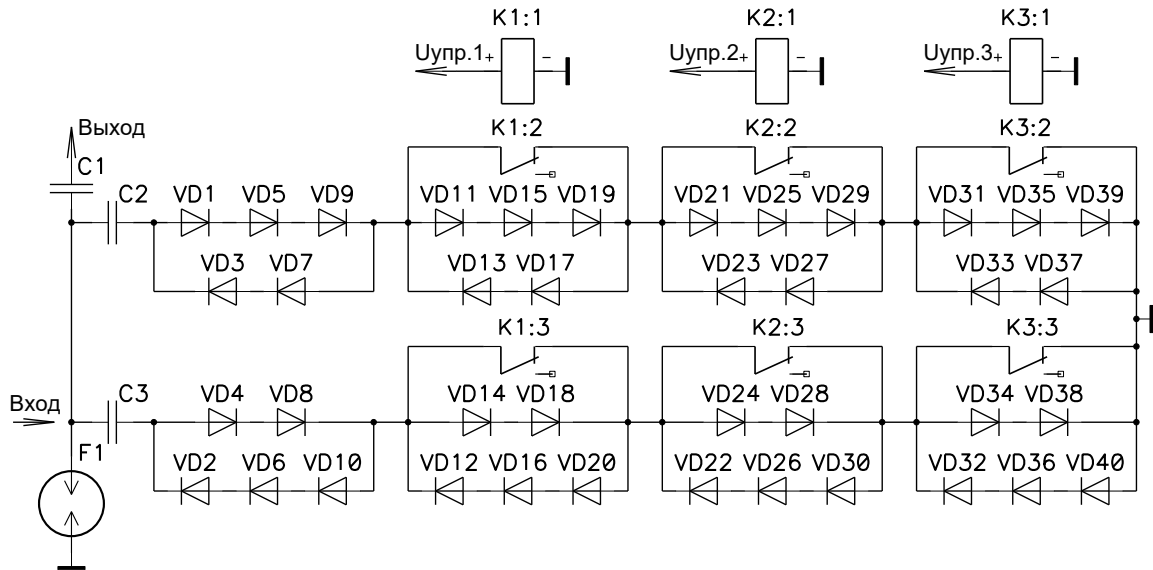


Рис. 4. Схема многоступенчатой защиты.

Представленная схема много ступенчатой защиты состоит из 4-х ступеней, при этом управление коммутацией цепей происходит через реле. Каждая ячейка защиты имеет свой собственный порог напряжения защиты, превышение уровня которого и является уровнем управляющего напряжения. Наличие двух контуров в одной ячейке защиты не обходимо для исключения появления возможных пиков при ограничении.

Включение того или иного уровня защиты зависит от ЭМС объекта размещения.

Для исключения наведения токов, каждый элемент декомпозиции, в том числе и защитные цепи должны быть экранированы.

Расчет суммарной эффективности экранирования с учетом утечек через апертюры ведется по формуле:

$$S_{\Sigma} = -20 \cdot \lg \left[K + \sum_{i=1}^n K_{\text{арп}} \right] \quad (4)$$

где: S_{Σ} – суммарная эффективность экранирования, дБ; K – коэффициент экранирования в зоне n утечки; n – число зон апертюр, вызывающих утечки.

Данная формула соответствует худшему случаю, когда складываются коэффициенты экранирования отдельных путей утечки электромагнитной волны.

Таким образом, основными перспективами в развитии области знаний для обеспечения стойкости СРС к ЭМИВБМ являются:

изучение физических механизмов поражения полупроводниковых компонентов при воздействии сверхкоротких импульсов (единицы наносекунд), при которых возникают процессы, не укладывающиеся в рамки тепловых моделей;

изучение физических механизмов при установлении величины отказов различных радиоэлектронных компонентов после воздействия ЭМИВБМ;

определение уточненного коэффициента электромагнитного воздействия для расчета основных показателей надежности;

экспериментальные исследования для уточнения вероятности отказов различных радиоэлектронных компонентов при ЭМИВБМ.

применение защитных устройств, построенных на высокотемпературных сверхпроводящих материалах.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанные технические мероприятия по защите СРС от электромагнитных импульсных воздействий большой мощности, позволяют обеспечить устойчивость работы СРС в условиях электромагнитных воздействий за счет:

разработки итерационного алгоритма выбора степени защиты с учетом избирательных свойств приемных трактов в условиях расположения СРС в сложных электромагнитных условиях;

применение схемных решений обеспечивающие требуемую вероятность защиты от внешних воздействий и учитывающие характеристики избирательности СРС при работе в сложной электромагнитной обстановки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Максимов М.В., М. Бобнев М.П., Кривицкий Б.Х. Защита от радиопомех. Москва: Советское радио, 1976. 495 с.
2. Радзивский В.Г. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии. Москва: Радиотехника, 2006. 424 с.
3. Добыкин В.Д. Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем. Москва: Вузовская книга, 2007, 468 с.
4. Гапоненко Н.И., Горбань А.М., Горожанин Д.В. Формирование интенсивных электромагнитных импульсов, излучаемых при прямом возбуждении изолированной штыревой антенны короткоимпульсным сильноточным РЭП // Физика плазмы. 2000. Т.26. № 4. С. 1-3.
5. Азаркевич Е.И. Генерация импульсного СВЧ излучения с помощью энергии химических взрывчатых веществ // Доклады Академии наук СССР. 1991. Т. 319. № 2. С. 352-355.
6. Багрецов С.А., Лаута О.С., Михаил И.И., Иванов Д.А. Методика обоснования рационального количества резервных каналов связи в информационно-телекоммуникационной сети // Электросвязь. 2020. № 8. С. 31-38.
7. Иванов Д.А., Мамай А.В., Спицын О.Л., Карасев И.В. Подход к обоснованию структуры воздействия таргетированной кибернетической атаки на информационно-телекоммуникационную сеть // Информационные технологии и системы: управление, экономика, транспорт, право. 2019. № 2 (34). С. 107-110.
8. Гудков М.А., Лаута О.С., Иванов Д.А., Соловьев Д.В. Применение методов искусственного интеллекта в задачах обеспечения информационной безопасности // Современные информационные технологии. 2018. С. 162.
9. Коцыняк М.А., Лаута О.С., Иванов Д.А., Лукина О.М. Методика оценки эффективности защиты информационно-телекоммуникационной сети в условиях таргетированных кибернетических атак // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму 2018. № 11-12 (125-126) С. 71-79.

REFERENCES

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

4. Gaponenko N.I., Gorban A.M., Gorozhanin D.V. Formation of intense electromagnetic pulses emitted during direct excitation of an isolated pin antenna by a short-pulse high-current RAP // Plasma Physics. 2000. Vol.26. No. 4. pp. 1-3.
5. Azarkevich E.I. Generation of pulsed microwave radiation using the energy of chemical explosives // Reports of the Academy of Sciences of the USSR. 1991. Vol. 319. No. 2. pp. 352-355.
6. Bagretsov S.A., Lauta O.S., Mikhail I.I., Ivanov D.A. Methodology for substantiating the rational number of backup communication channels in information and communication technologytelecommunications network // Telecommunication. 2020. No. 8. pp. 31-38.
7. Ivanov D.A., Mamai A.V., Spitsyn O.L., Karasev I.V. An approach to substantiating the structure of the impact of a targeted cybernetic attack on an information and telecommunications network // Information technologies and systems: management, economics, transport, law. 2019. No. 2 (34). pp. 107-110.
8. Gudkov M.A., Lauta O.S., Ivanov D.A., Solovyov D.V. Application of artificial intelligence methods in information security tasks // Modern information technologies. 2018. p. 162.
9. Kotsynyak M.A., Lauta O.S., Ivanov D.A., Lukina O.M. Methodology for evaluating the effectiveness of information and telecommunication network protection in conditions of targeted cyber attacks // Questions of defense technology. Series 16: Technical means of countering Terrorism 2018. No. 11-12 (125-126) pp. 71-79.

ИССЛЕДОВАНИЕ ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ С НЕРАВНОМЕРНО РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СЛУЧАЙНОЙ ФАЗОЙ В ШУМАХ

Ю.С. Радченко, С.С. Родионов

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрена задача обнаружения радиосигналов со случайной неравномерно распределенной фазой. Предложен модифицированный функционал правдоподобия (ФП), применимый для случая отсутствия сигнала. Найдено распределение модифицированной выходной статистики приемника. Исследовано поведение распределения этой статистики в зависимости от степени неравномерности фазы сигнала, отношения сигнал/шум. На ее основе выполнены расчеты характеристик обнаружения сигналов при любом отношении сигнал/шум, степени неравномерности фазы и рассогласовании моды распределения и истинного значения фазы. Оценено влияние неравномерности распределения фазы на характеристики обнаружения.

Ключевые слова: обнаружение радиосигналов, сигнал со случайной неравномерно распределенной фазой, модифицированное невырожденное правило принятия решений, характеристики модифицированного обнаружителя приемника.

RESEARCH INTO DETECTION AND DISCRIMINATION OF RADIO SIGNALS WITH AN UNEVENLY DISTRIBUTED RANDOM PHASE IN NOISE

Y.S. Radchenko, S.S. Rodionov

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The problem of detecting radio signals with a random non-uniformly distributed phase is considered. A modified likelihood ratio (LR) functional is proposed that is applicable to the case of no signal. The distribution of the modified output statistics of the receiver is found. The behavior of the distribution of these statistics depending on the degree of signal phase non-uniformity and the signal-to-noise ratio has been studied. Based on it, calculations of the signal detection characteristics were performed for any signal-to-noise ratio, the degree of phase unevenness, and the mismatch between the distribution mode and the true value of the phase. The influence of phase distribution non-uniformity on the detection characteristics is estimated.

Keywords: detection of radio signals, signal with random unevenly distributed phase, modified non-degenerate decision rule, characteristics of the modified receiver detector.

1. ВВЕДЕНИЕ

Прием сигналов со случайными параметрами представляет собой классическую задачу статистической радиотехники. Одним из параметров, который обычно является случайным при приеме радиосигналов, выступает начальная фаза колебания. Большое число задач обнаружения, различения, оценки информационных параметров предполагает два крайних случая вероятностного поведения фазы радиосигнала: фаза полностью известна в приемнике, фаза равномерно распределена на интервале $[-\pi, \pi]$. Но в то же время имеется ряд приложений, где фаза радиосигнала на интервале обработки неравномерно распределена на этом интервале. Это касается систем фазовой

синхронизации и ФАПЧ, когерентных и квазикогерентных приемных систем, например, фазовый режим изменений в навигационных системах GPS, ГЛОНАСС [1-6].

Существующий подход к учету неравномерности распределения фазы состоит, например, в применении алгоритма, синтезированного для известной фазы, и усреднение характеристик по закону распределения случайной фазы.

В работе [9], рассмотрены оптимальный и модифицированный алгоритмы обработки радиосигналов со случайной неравномерно распределенной фазой. В этой работе показано, что оптимальный алгоритм, в основе которого лежит апостериорный функционал правдоподобия, при отсутствии сигнала переходит в априорное распределение фазы сигнала. Что делает невозможным нахождение вероятности ложной тревоги и, соответственно, расчет характеристик обнаружения. Потому была в [9] предложена модифицированная форма алгоритма обнаружения, позволяющая рассчитать распределение выходной статистики в случае отсутствия сигнала.

В данной работе найдено распределение модифицированной выходной статистики приемника. Исследовано поведение распределения этой статистики в зависимости от параметров принятого сигнала, степени неравномерности фазы сигнала, отношения сигнал/шум. Соответственно, исследована сходимость характеристик к предельным случаям полностью известной и равномерно распределенной фазы.

2. МОДЕЛЬ СИГНАЛА И ШУМА

Пусть принимается смесь полезного сигнала и белого гауссова шума

$$x(t) = s(t, l, \varphi_0) + \eta(t) \quad t \in [0, T] \quad (1)$$

Здесь

$$s(t, l, \varphi_0) = Af(t, l) \cos[\omega_0 t + \psi(t, l) - \varphi_0] \quad (2)$$

Опорный сигнал приемника в таком случае [3,7,8] имеет вид

$$v(t, l, \varphi) = (2 / N_0) Af(t, l) \cos[\omega_0 t + \psi(t, l) - \varphi]$$

У сигнала - $f(t, l), \psi(t, l)$ - законы амплитудной и фазовой модуляции, $\eta(t)$ - белый гауссовский шум с нулевым средним и корреляционной функцией $\langle \eta(t_1)\eta(t_2) \rangle = (N_0 / 2)\delta(t_1 - t_2)$.

Будем считать, что фаза радиосигнала φ является случайной с плотностью вероятности [1,3,7,8]

$$W(\varphi) = \frac{1}{2\pi I_0(d)} \exp[d \cos(b - \varphi)], \quad |b - \varphi| \leq \pi \quad (3)$$

Параметр d - определяет ширину распределения, b - мода распределения. Можно получить предельные случаи распределения в зависимости от параметра d . При

$$d \rightarrow 0: W(\varphi) \rightarrow 1/2\pi. \quad \text{А при } d \gg 1: \exp(d \cos(b - \varphi)) \approx \exp\left[d(1 - 0.5(b - \varphi)^2)\right].$$

Соответственно, $W(\varphi) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi/d}} \exp\left[-\frac{d(b - \varphi)^2}{2}\right]$. Расчеты показывают, что при $d > 3.5$ распределение фазы совпадают с нормальным законом. В пределе при $d \rightarrow \infty: W(\varphi) \rightarrow \delta(b - \varphi)$

3. СИНТЕЗ МОДИФИЦИРОВАННОГО АЛГОРИТМА

Запишем условный функционал правдоподобия (ФП) наблюдаемого сигнала и шума

$$\Lambda(l, \varphi) = c \exp[X'(l) \cos(\varphi) + Y'(l) \sin(\varphi)]. \quad (4)$$

Здесь

$$X'(l) = 2A / N_0 \int_0^T x(t) f(t, l) \cos(\omega_0 t + \psi(t, l)) dt$$

$$Y'(l) = 2A / N_0 \int_0^T x(t) f(t, l) \sin(\omega_0 t + \psi(t, l)) dt$$

Усредняя условный ФП $\Lambda(l, \varphi)$ с априорной плотностью $W(\varphi)$, получаем безусловный апостериорный функционал правдоподобия в виде [7]

$$\bar{\Lambda}(l) = \frac{I_0[R(l)]}{I_0(d)} \exp[-q^2(l)/2],$$

, где $q^2 = 2E / N_0$ -ОСШ. Здесь

$$R(l) = \sqrt{[X'(l) + C_x]^2 + [Y'(l) + C_y]^2} \quad (5)$$

достаточная статистика данных, значения $C_x = d \cos(b)$, $C_y = d \sin(b)$.

Однако, при $q = 0$ $R(l) = d$ и не зависит от наблюдаемых данных. То есть алгоритм (4)-(5) для задачи обнаружения сигнала неприменим.

Выход из этой ситуации может быть следующим: опорный сигнал в приемнике имеет вид

$$v(t, l, \varphi) = a_0 f(t, l) \cos[\omega_0 t + \psi(t, l) - \varphi],$$

где a_0 -фиксированное в приемнике значение. Тогда условный ФП принимает вид

$$\Lambda(l, \varphi) = c \exp\left[\frac{2a_0}{N_0} \int_0^T x(t) v(t, l, \varphi) dt\right] = c \exp[X(l) \cos \varphi + Y(l) \sin \varphi] \quad (6)$$

Здесь вместо (5) получаем

$$X(l) = 2a_0 / N_0 \int_0^T x(t) f(t, l) \cos(\omega_0 t + \psi(t, l)) dt$$

$$Y(l) = 2a_0 / N_0 \int_0^T x(t) f(t, l) \sin(\omega_0 t + \psi(t, l)) dt$$

Подставляя вид принятого сигнала $s(t, l, \varphi_0)$ в реализацию $x(t)$, получаем

$$X(l) = 2a_0 / N_0 \int_0^T [AF_c(t, l) \cos \varphi_0 + AF_s(t, l) \sin \varphi_0 + \eta(t)] f(t, l) \cos(\omega_0 t + \psi(t, l)) dt$$

$$Y(l) = 2a_0 / N_0 \int_0^T [AF_c(t, l) \cos \varphi_0 + AF_s(t, l) \sin \varphi_0 + \eta(t)] f(t, l) \sin(\omega_0 t + \psi(t, l)) dt$$

То есть $\{X(l), Y(l)\}$ гауссовские случайные величины с дисперсией

$$D_0 = (2a_0 / N_0)^2 (N_0 / 4) \int_0^T f^2(t, l) dt = e_0 2a_0^2 / N_0 = q_0^2 \quad (7)$$

Математические ожидания соответственно равны

$$\begin{aligned} \langle X(l) \rangle &= (2Aa_0 / N_0) e_0 \cos(\varphi) = qq_0 \cos(\varphi) = m_x \\ \langle Y(l) \rangle &= (2Aa_0 / N_0) e_0 \sin(\varphi) = qq_0 \sin(\varphi) = m_y \end{aligned} \quad (8)$$

$$e_0 = \int_0^T f^2(t, l) dt$$

Здесь e_0 — энергия сигнала с единичной амплитудой, $q = A\sqrt{2e_0 / N_0}$, $q_0 = a_0\sqrt{2e_0 / N_0}$ — определяют отношение ОСШ на входе и выходе приемника. Заметим, что при таком подходе дисперсия шума $D_0 = q_0^2 \neq 0$ и не связана с амплитудой принятого сигнала, а ОСШ на выходе приемника определяется произведением qq_0 , которое при отсутствии сигнала ($A = 0$) обращается в 0. То есть, при $q = 0$ получается невырожденной распределение.

Распределение $R(l)$ (6) в модифицированном случае можно найти из следующих соображений: $X(l), Y(l)$ — нормальные случайные величины с одинаковой дисперсией D_0 и математическими ожиданиями $\{m_x, m_y\}$. Следовательно, $R(l)$ должно подчиняться с учетом распределения фазы обобщенному релеевскому распределению (Релея-Райса)

$$W_R(z) = \frac{z}{D_0} \exp\left(-\frac{z^2 + m^2}{2D_0}\right) I_0\left(\frac{zm}{D_0}\right) \quad (9)$$

с дисперсией D и параметром

$$m = \sqrt{(m_x + C_x)^2 + (m_y + C_y)^2}, \quad (10)$$

Учитывая, что вводя переменную $\lambda = z / \sqrt{D_0}$ и параметр $(m^2 / D_0) = \chi_0^2$, можно записать итоговое распределение

$$W_R(\lambda) = \lambda \exp\left(-\frac{\lambda^2 + \chi_0^2}{2}\right) I_0(\lambda\chi_0) \quad (11)$$

Запишем явный вид параметра χ_0^2

$$\begin{aligned} \chi_0^2 &= \frac{m^2}{D_0} = \frac{\left[(qq_0 \cos \varphi_0 + d \cos b)^2 + (qq_0 \sin \varphi_0 + d \sin b)^2 \right]}{q_0^2} = \\ &= \left((q \cos \varphi_0 + d / q_0 \cos b)^2 + (q \sin \varphi_0 + d / q_0 \sin b)^2 \right) \end{aligned} \quad (12)$$

Можно обозначить $\mu_0 = d / q_0$, видно, что этот параметр не зависит от ОСШ q . В (12) входит как истинное ОСШ, так и модифицированное, совпадающее с дисперсией выходного шума.

Пусть $q \gg 1$ и при фиксированном d получаем

$$W_R(\lambda) = \lambda \exp\left(-\frac{\lambda^2 + q^2}{2}\right) I_0(\lambda q) \quad (13)$$

(11) совпадает с распределением статистики при равномерной фазе.

Устремим $q \rightarrow \infty$ и воспользуемся асимптотикой функции Бесселя $I_0(z)$. Получаем

$$W_R(\lambda) \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\frac{\lambda}{q}} \exp\left(-\frac{(\lambda - q)^2}{2}\right) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\lambda - q)^2}{2}\right) \quad (14)$$

нормальный закон распределения, как в случае приема известного сигнала.

Соответственно при $q \rightarrow 0$, точнее $q \ll \mu_0$

$$W^{(0)}_R(z) = \frac{z}{q_0^2} \exp\left(-\frac{z^2 + d^2}{2q_0^2}\right) I_0\left(\frac{zd}{q_0^2}\right) \quad (15)$$

$$W^{(0)}_R(\lambda) = \lambda \exp\left(-\frac{\lambda^2 + \mu_0^2}{2}\right) I_0(\lambda \mu_0)$$

В этом случае нет эффекта вырождения распределения (13) при $q \rightarrow 0$

Поскольку выбор a_0 произволен, можно положить $a_0 = 1$ или взять таким, что $q_0^2 = 2a_0^2 e_0 / N_0 = 1$. В этом случае вид параметра λ_0 упрощается и остаются только нужные параметры (q, d, φ_0, b)

При $d = 0$ получаем из (13) известное распределение Релея, как при приеме сигнала с равномерной фазой в случае отсутствия сигнала. При $d \gg 1$ получаем опять нормальное распределение, как при приеме известного (детерминированного) сигнала.

Итак, переход к модифицированному решающему правилу с одной стороны устраняет эффект вырождения статистики, с другой стороны в предельных случаях $q = 0$, $q \gg 1$ приводит к физически понятным характеристикам.

Отметим, что распределение (9) является многопараметрическим, зависящим от (q, d, φ_0, b) .

4. ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ

На основе найденных распределений получим характеристики обнаружения сигнала со случайной неравномерно распределенной фазой

Из выражения (13) получаем функцию распределения

$$F^{(0)}(h_0, d) = \int_0^{h_0} W_R^{(0)}(\lambda, d) d\lambda, \quad \alpha = 1 - F^{(0)}(h_0, d) \quad (16)$$

Вероятность пропуска сигнала имеет вид

$$\beta(h_0, \chi_0) = \int_0^{h_0} W_R^{(0)}(\lambda, \chi_0) d\lambda$$

На рис 1 приведена функция $\alpha(h, d) = 1 - F(h, d)$ распределения модифицированной выходной статистики при отсутствии сигнала. Как видно из графика неравномерность фазы существенно влияет на распределение статистики и на значение порога обнаружения для заданного значения вероятности ложной тревоги α .

Анализ пропуска представляет собой более сложную задачу ввиду многопараметричности задачи. Целесообразно исследовать вероятность пропуска от ОСШ q при вариации одного их параметров и фиксации остальных.

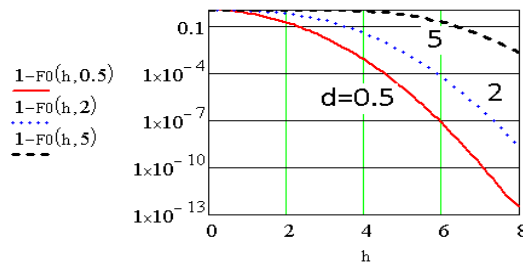


Рис. 1. Функция распределения при ОСШ $q=0$

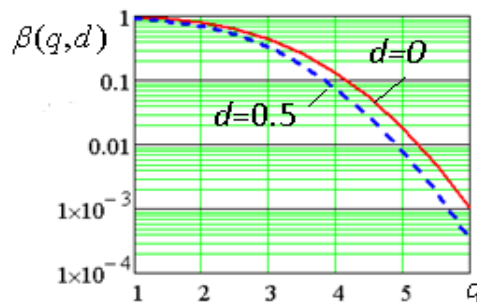


Рис. 2. Вероятности пропуска при разной ширине распределения фазы и равномерной и неравномерной фазе $\alpha = 0.01$, $b = 0$, $\varphi_0 = 0$

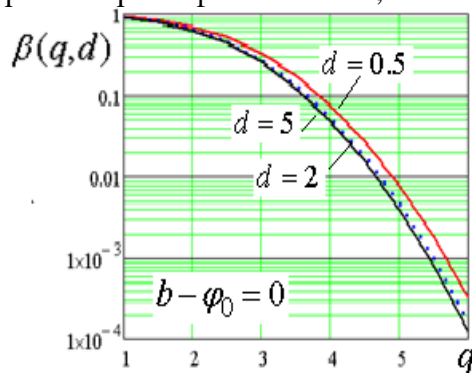


Рис. 3.

Вероятности пропуска при разных d и $\alpha = 0.01$: $b - \varphi_0 = 0$, $b - \varphi_0 = \pi / 4$

На рис 2. Дано сравнение вероятности пропуска для равномерной и умеренно неравномерной ($d=0.5$) фазы при $b=0, \varphi_0=0$. На рис. 3 дано сравнение вероятности пропуска $\beta(q, d)$ при разной ширине распределения фазы и $b=0, \varphi_0=0$.

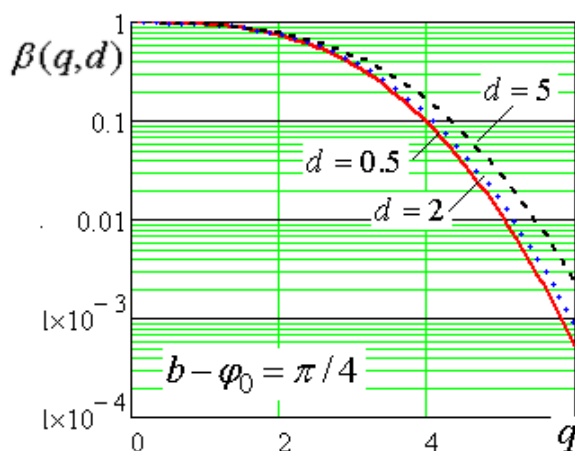


Рис. 4.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Как следует из графиков, с увеличением неравномерности фазы и условия вероятность пропуска уменьшается, но сравнительно слабо.

Однако наличие рассогласования между истинной фазой радиосигнала и модой априорного распределения меняет поведение вероятности пропуска сигнала. На рис. 4 приведены зависимости для случая. Расчеты показывают на существенную зависимость вероятности пропуска от фазового рассогласования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Витерби Э.Д. Принципы когерентной связи/ Пер. с англ. Под ред. Б.Р. Левина/- М.: Сов.радио, 1970.-392с.
2. Галкин В.А. Цифровая мобильная связь. Учебное пособие для вузов. -М.: Горячая линия-Телеком, 2007.-432с.
3. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией псевдослучайной последовательностью/В.И. Борисов, В.М. Зинчук, А.Е. Лимарев, Н.П. Мухин, Г.С. Нахмансон. Под ред. В.И. Борисова/-М.: Радио и связь, 2003.-640с.
4. Global Positioning System: Theory and Applications, Volume 1, Edited by B.W. Parkinson, J. J. Spilker Jr., 1996
5. Meyer H., and Ascheid Synchronization in Digital Communications, Vol 1, Phase, Frequency Locked Loops and Amplitude Control, Wiley, New York, 1990
6. Сетевые спутниковые радионавигационные систем/ под ред. В.С. Шебшаевича/. М.: Радио и связь,1993.-408 с.
7. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех.-М.: Сов.радио,1978.-296с.
8. Пропис Дж. Цифровая связь/Пер. с англ.-М. Сов Радио, 2000. -797 с.
9. Ю.С. Радченко, А.В. Гудков «Обнаружение и различение частично когерентных радиосигналов в шумах». Воронеж , «Радиолокация, навигация, связь», 2022 (RLNS 2022), т.1 , Стр.170-179

REFERENCES

1. Viterbi A.J. Principles of coherent communications -Mc Graw-Hill Book Company, 1970
2. Galkin V.A. Digital mobile communication. 2007.-432p
3. Noise immunity of the radio communication systems with signal spectrum extension by pseudo-random sequence modulation / V.I. Borisov, V.M. Zinchuk, A.E. Limarev, N.P. Mukhin, G.S. Nakhmanson. Edited by V.I. Borisov: Radio and Communications, 2003.- 640.
4. Global Positioning System: Theory and Applications, Volume 1, Edited by B.W. Parkinson, J. J. Spilker Jr., 1996
5. Meyer H., and Ascheid Synchronization in Digital Communications, Vol 1, Phase, Frequency Locked Loops and Amplitude Control, Wiley, New York, 1990
6. Network Satellite Radio Navigation Systems / edited by V.S. Shebshavich : Radio and Communications, 1993. - 408.
7. E.I. Kulikov, A.P. Trifonov. Estimation of signal parameters against a noisy background.– M.: Soviet radio, 1978.– 296p
8. Proakis J.G. Digital communication. Mc Graw hill, 1995
9. Yu.S. Radchenko, A.V. Gudkov Detection and discrimination of partially coherent radio signals in the noise ». Voronezh , «*Radiolokaciya, navigaciya, svyaz'*», 2022 (RLNS 2022), v.1 , pp.170-179

КИБЕРБЕЗОПАСНОСТЬ БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ

И. А. Байгутлина¹, А. Ю. Замятин²

¹ООО «ДЮСО-Системс», Москва, Россия

²ООО «Инновационные технологии и решения», Москва, Россия

Аннотация. Рассмотрены аспекты кибербезопасности беспилотных воздушных судов применительно к различным направлениям и условиям применения. Описана экспериментальная база. Предложен показатель кибербезопасности, основанный на интегральных характеристиках кибербезопасности ключевых направлений.

Ключевые слова: кибербезопасность, робототехнические системы, беспилотная авиационная система, беспилотное воздушное судно, БВС, БАС, БПЛА.

CYBER SECURITY OF UNMANNED AIRCRAFT SYSTEMS

I. A. Baygutlina¹, A. J. Zamyatin²

¹«DUSO-Systems» Ltd, Moscow, Russia

²«Innovation Technologies and Solutions» Ltd, Moscow, Russia

Abstract. Aspects of the cybersecurity of unmanned aerial vehicles are considered in relation to various areas and conditions of use. The experimental base is described. A cybersecurity indicator based on the integral characteristics of cybersecurity in key areas is proposed.

Keywords: cyber security, robotic systems, unmanned aircraft system, unmanned aerial vehicle, UAV, UAS.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время во всём мире уделяется пристальное внимание кибербезопасности робототехнических комплексов, прежде всего, беспилотных авиационных систем (БАС) и входящих в их состав беспилотных воздушных судов (БВС) [1–3].

В качестве наиболее типичной можно привести описание ситуации, развивающейся сейчас на Тайване.

12 февраля 2023 года в СМИ появились сообщения о том, что Исполнительный юань Тайваня планирует ужесточить правила кибербезопасности, регулирующие гражданские беспилотники.

Правила потребуют для всех дронов, продаваемых на коммерческом рынке, получения сертификатов кибербезопасности, а также запретят использование несертифицированных БВС.

Система сертификации будет находиться под совместным управлением Министерства цифровых технологий (МЦТ), Министерства экономики, Национальной комиссии по коммуникациям и Управления гражданской авиации, которому поручено создание базы данных дронов и управление ею.

За использование несертифицированных дронов будет наложен штраф в размере до 1,5 млн тайваньских долларов (49 774 долларов США) в соответствии с Законом о гражданской авиации.

Известно, что Тайвань имеет более 40 000 частных БВС, в том числе примерно 30 000 дронов, зарегистрированных на частных лиц, и около 10 000 на коммерческие организации и фонды.

БВС китайского производства запрещены для официального использования на Тайване, но никаких ограничений на частное использование не накладывается, кроме правил безопасности, ограничивающих их вес и дальность полета.

Разрабатываемая схема направлена на регулирование частного владения и использования дронов путем установления всеобъемлющих стандартов кибербезопасности, безопасности полетов, проверки лицензии, разрешения на трансляцию радиосигнала и проверки биографических данных пользователей.

Между тем, МЦТ планирует 1 марта 2023 года открыть центр инспекции кибербезопасности дронов, чтобы протестировать примерно 1000 типов дронов, используемых на Тайване до конца этого года.

Министерство планирует ввести ограничения на частные БВС для защиты общественной безопасности, государственных секретов на секретных объектах, воздушного движения и безопасности официальных лиц.

Ещё более жёсткие ограничительные меры предполагают ввести в США. В конце февраля 2023 года американские сенаторы Марк Р. Уорнер и Рик Скотт представили Drone Act of 2023 (Закон о БВС для обеспечения безопасности США 2023 года), цель которого – запретить закупку БВС в странах, которые считаются угрозой национальной безопасности, в частности в Китае. Закон о БВС для обеспечения безопасности США запрещает федеральным ведомствам и агентствам закупать некоторые иностранные коммерческие готовые БВС или БАС, которые произведены или собраны в стране или регионе, представляющем угрозу национальной безопасности.

Законодательство имеет некоторые исключения, позволяющие приобретать БВС для исследований, обучения и тестирования Министерством внутренней безопасности, Министерством обороны, Министерством юстиции и разведывательными агентствами. Национальное управление океанических и атмосферных исследований не имеет ограничений, если покупка таких БВС необходима для достижения научных или нормативных целей или оперативной миссии.

Ограничения в США вступят в силу через два года после принятия закона.

Применительно к вопросам кибербезопасности и потенциальной уязвимости БАС крайне интересен пресс-релиз ведущего производителя малых коммерческих БВС – китайской компании DJI, вышедший в начале марта 2023 года.

«В последнее время в средствах массовой информации появились опасения по поводу возможности определения местонахождения операторов дронов DJI. Эти опасения проистекают из научной работы, опубликованной Рурским университетом Бохума. Авторы статьи сообщили нам об уязвимостях, выявленных в рамках нашей программы Bug Bounty в прошлом году. Компания DJI приняла оперативные меры по устранению этих проблем еще до выхода статьи.

DJI разработала решение Drone ID несколько лет назад, которое соответствует нормативным решениям Remote ID, принятым в качестве обязательного требования во многих юрисдикциях, включая США и Европейский Союз. Это стало новым отраслевым стандартом.

Мы признаем, что в последние годы все больше внимания уделяется безопасности данных, и будем уделять безопасности первостепенное внимание. DJI оценит международные требования безопасности и законодательства в отношении Remote ID и изучит возможные решения в будущем».

2. КЛЮЧЕВЫЕ РАССМАТРИВАЕМЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ

Укрупнённо кибербезопасность БАС целесообразно рассматривать для следующих ключевых направлений:

- а) программно-аппаратная целостность [4, 5]:
 - а.1) внутренних систем БВС;
 - а.2) пункта (пульта) управления;
 - а.3) средств автоматизации запуска;
 - а.4) средств связи между БВС и пунктом управления;
- б) управление [6–8]:
 - б.1) со стороны оператора БАС;
 - б.2) со стороны встроенного полётного контроллера БВС (автопилота);
- в) мониторинг (контроль состояния):
 - в.1) БВС;
 - в.2) пункта (пульта) управления;
 - в.3) средств автоматизации запуска;
- г) навигация БВС [9, 10]:
 - г.1) глобальные навигационные спутниковые системы – ГНСС;
 - г.2) по подстилающей поверхности;
 - г.3) радионавигация;
 - г.4) инерциальные навигационные системы;
- д) полётная информация (координаты пункта управления и БВС, скорость и т.п.) [11, 12];
- е) информация полезной нагрузки БВС;
- ж) безопасность оператора БАС:
 - ж.1) физическая;
 - ж.2) информационная;
- и) кибербезопасность систем и процессов, в которых принимает участие рассматриваемая БАС [13, 14];
- к) процессы, связанные с подготовкой [15–17]:
 - и.1) пилотов БАС;
 - и.2) операторов полезной нагрузки;
 - и.3) обслуживающего персонала;
- л) информационно-психологическая безопасность индивидов, социумов, государств и межгосударственных объединений.

Отдельного рассмотрения заслуживают применяемые алгоритмы [18–20]. В случае использования технологий искусственного интеллекта (ИИ) добавляются ещё, как минимум, два направления кибербезопасности:

- алгоритмы, архитектура и принципы построения системы ИИ;
- обучающие выборки.

Всё более высокую значимость приобретают и аспекты, связанные с использованием вероятным противником функционирования наших БАС для обучения своих систем ИИ. Можно с уверенностью предположить, что американцы и их союзники используют сегодняшние боевые действия на Украине для наработки экспертизы компьютерных систем с ИИ, обучают свои нейросети, наполняют базы знаний в конкретных условиях театра военных действий.

Варианты нарушения кибербезопасности БАС могут быть как изначально заложенными производителем при разработке («троянский конь»), так и вновь приобретёнными в результате несанкционированного воздействия на программно-аппаратные средства БАС (преднамеренного или непроизвольного).

3. ПЛАТФОРМА ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ИССЛЕДОВАНИЙ

В качестве платформы для проведения натурных исследований авторами используются изделия DJI F450 (рисунки 1 и 2), на которые кроме штатных двигателей и регуляторов оборотов установлены:

- полётный контроллер;
- бортовой компьютер;



Рис. 1. Внешний вид квадрокоптера на базе платформы DJI F450.

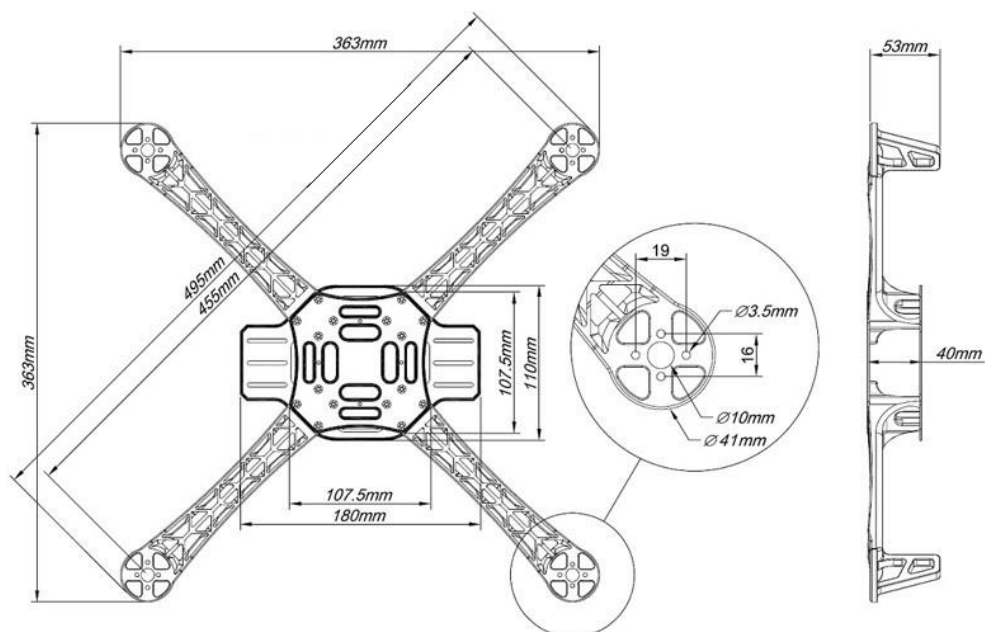


Рис. 2. Проекция платформы DJI F450.

- сенсорный дисплей;
- видеочамера;
- аккумулятор 6S LiPO;
- регулятор напряжения;

- приёмник радиуправления;
- передатчик телеметрии;
- видеопередатчик;
- антенна ГНСС.

Дополнительно обработка вопросов несанкционированного воздействия на БВС осуществляется на линейке коммерческих дронов производства компаний DJI, Autel и Huawei.

Также используются различные типы кустарно собираемых БВС (с традиционными электродвигателями с пропеллерами, газотурбинными двигателями, двигателями внутреннего сгорания, импеллерами и гибридными силовыми установками):

- самолётного типа;
- конвертопланы;
- мультироторного типа (включая различные FPV-квадрокоптеры, собранные на базе широко распространённых наборов Diatone с последующим оснащением специализированным оборудованием).

Для используемых типов БВС задействуются различные типы бортового и наземного оборудования, позволяющие натурно моделировать реализацию большого числа угроз кибербезопасности [21, 22].

4. ПОКАЗАТЕЛЬ КИБЕРБЕЗОПАСНОСТИ

Для оценки кибербезопасности БАС в рассмотрение был введён соответствующий комплексный показатель, являющийся функцией от интегральных характеристик кибербезопасности ключевых направлений, описанных в разделе 2, для конкретных условий применения:

$$ПК_{\text{куп}} = f(ICH_1, ICH_2, ICH_3, ICH_4, ICH_5, \dots, ICH_n),$$

где ICH_1 – интегральная характеристика кибербезопасности программно-аппаратной целостности внутренних систем БВС;

ICH_2 – интегральная характеристика кибербезопасности программно-аппаратной целостности пункта (пульта) управления;

ICH_3 – интегральная характеристика кибербезопасности программно-аппаратной целостности средств автоматизации запуска;

ICH_4 – интегральная характеристика кибербезопасности средств связи;

ICH_5 – интегральная характеристика кибербезопасности управления со стороны оператора;

ICH_5 – интегральная характеристика кибербезопасности управления со полётного контроллера;

$ICH_6 - ICH_{n-1}$ – интегральные характеристики кибербезопасности направлений с в) по л) из раздела 2;

ICH_n – интегральная характеристика кибербезопасности обучающих выборок систем ИИ.

Поскольку перечень направлений кибербезопасности БАС не является фиксированным и постоянно расширяется, соответствующим образом видоизменяется и комплексный показатель.

Введение показателя кибербезопасности позволяет призвести управление факторами риска:

- а) определить угрозу и оценить риск;
 - а.1) определить уровень серьёзности риска;

- а.2) определить уровень вероятности риска;
- а.3) определить уровень риска;
- б) ответить на вопросы:
 - б.1) приемлем ли уровень риска?
 - б.2) можно ли устранить фактор риска?
 - б.3) можно ли снизить риск?
 - б.4) можно ли допустить остаточный риск (если таковой имеется)?

В ближайшей перспективе в рамках выполняемых работ предполагается выполнение анализа текущего состояния и выработка прогнозов по динамике поведения характеристик кибербезопасности БАС и БВС с широким использованием различных технологий и средств ИИ. Результаты всех выполняемых работ сохраняются в виде, ориентированном для их дальнейшего применения в составе обучающей выборки для системы ИИ.

5. ОРГАНИЗАЦИОННЫЕ ВОПРОСЫ

На прошедшем 2 марта 2023 года круглом столе «Развитие БАС и защита объектов: как обрести баланс», организаторами которого выступили Ассоциация «АЭРОНЕКСТ» и информагентство «Эксперты безопасности», было отмечено, что защита от противоправного применения БАС не должна сводиться к бесконтрольному применению средств радиоэлектронной борьбы или массовым запретам. Это должна быть комплексная система, выстроенная с учетом новейших технологий в тщательно проработанных правовых рамках. В дискуссии приняли участие представители МВД, Росгвардии и иных силовых ведомств РФ, Минэкономразвития России, Росавиации, научные сотрудники, представители Росморпорта, АО «НИИАС», ведомственная охрана железнодорожного транспорта и др.

Аспекты кибербезопасности целесообразно вносить в состав рассматриваемых в ходе сертификации БАС вопросов и детально отслеживать их в рамках сертификационных испытаний (СИ).

В настоящее время сертификация в Российской Федерации осуществляется в соответствии с Федеральными авиационными правилами «Сертификация авиационной техники, организаций разработчиков и изготовителей. Часть 21» (АП 21), что определено в Воздушном кодексе Российской Федерации от 19.03.1997 № 60-ФЗ (редакция от 19.12.2022, с изменениями и дополнениями, вступившими в силу с 19.12.2022), статья 37 «Сертификация гражданских воздушных судов, авиационных двигателей и воздушных винтов, беспилотных авиационных систем и (или) их элементов».

В АП 21 записано, что «Типовая конструкция беспилотного ВС рассматривается только совместно с оборудованием управления и контроля БАС, включая линии контроля и управления, представляя собой в совокупности типовую конструкцию беспилотной авиационной системы. Оборудование БАС должно соответствовать эксплуатационным требованиям к оборудованию, необходимому для производства полетов в соответствующем классе воздушного пространства, и правилам полётов». Также обозначено, что «Программа СИ БАС должна предусматривать его испытания и демонстрацию взаимодействия работы БАС со всеми типами оборудования управления и контроля, соответствующими линиями управления и контроля, заявленными для включения в типовую конструкцию БАС».

Наиболее быстрым для реализации решением может стать создание системы добровольной сертификации по направлению кибербезопасности БАС, схема организации которой проиллюстрирована на рисунке 3).

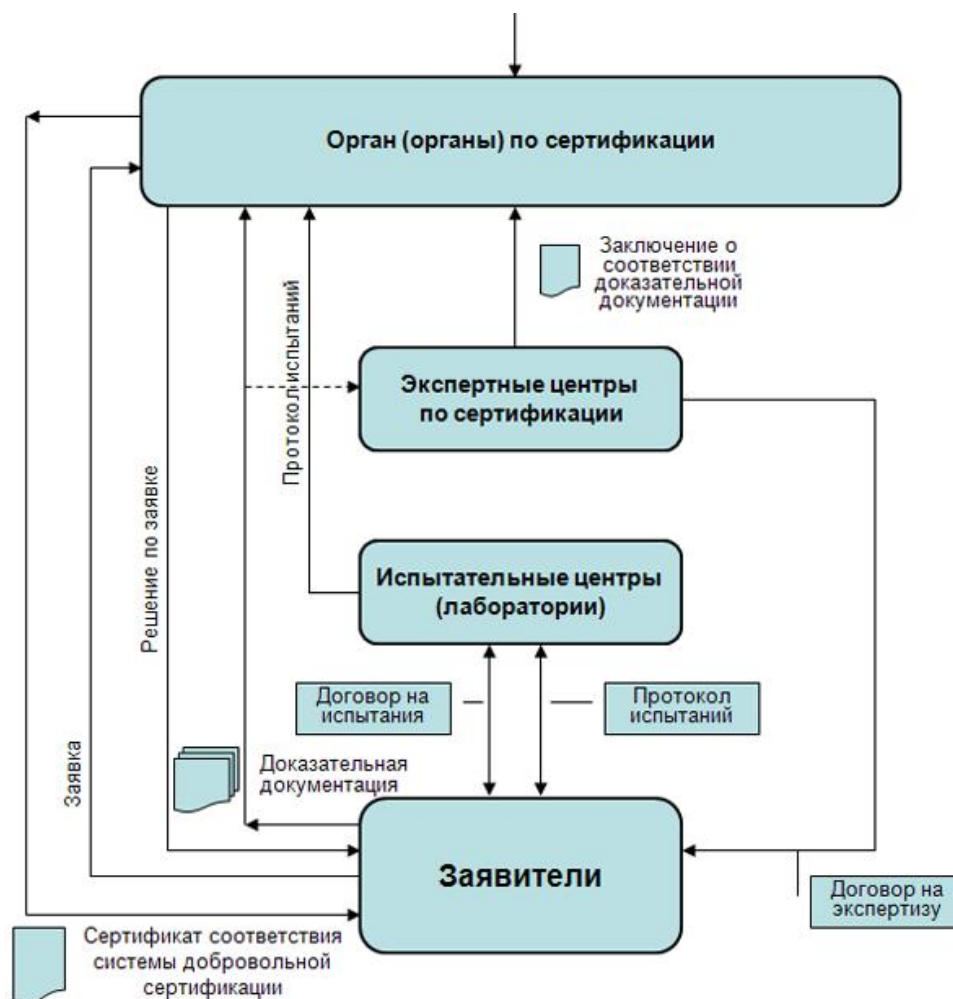


Рис. 3. Схема организации добровольной сертификации.

В дальнейшем, после отработки основных процессов, направление может быть отнесено к требующим обязательной сертификации.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В целом, учитывая современные тенденции технологического развития рассматриваемого направления, количество средств несанкционированного кибервоздействия на робототехнические комплексы будет неуклонно повышаться. В связи с чем вопросы кибербезопасности БВС должны комплексно рассматриваться на системной основе и получать своё дальнейшее развитие в виде официальных технических регламентов и стандартов, в том числе межгосударственных и международных.

ЛИТЕРАТУРА

1. Замятин П. А. Классификационные признаки беспилотных летательных аппаратов аэродромного базирования // Chronos. – 2020. – № 4 (43). – С. 76–84.
2. Замятин П. А. Вопросы эксплуатации беспилотных авиационных систем // Славянский форум. – 2021. – № 1(31). – С. 297–304.
3. Замятин П. А. Формирование экосистемы беспилотных авиационных систем // В книге: Практические аспекты применения современных беспилотных летательных аппаратов. / С. В. Шайтура, Н. С. Шайтура, И. А. Байгутлина, П. А. Замятин. – Бургас: Институт за хуманитарни науки, икономика и информационни

- технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2022. – С. 156–167.
4. Замятин П. А. Практика применения БПЛА комбинированного типа (конвертопланов) // В книге: Практические аспекты применения современных беспилотных летательных аппаратов / С. В. Шайтура, Н. С. Шайтура, И. А. Байгутлина, П. А. Замятин. – Бургас: Институт за хуманитарни науки, икономика и информационни технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2022. – С. 58–75.
 5. Замятин П. А. Системы управления беспилотными летательными аппаратами // Инновационная наука. – 2020. – № 4. – С. 37–42.
 6. 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.
 7. Замятин П. А., Цызман В. В. Разработка полётных контроллеров для БВС // Славянский форум. – 2022. – № 4 (38). – С. 190–205.
 8. 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.
 9. Замятин П. А. Уникальный архив воздушной экспедиции в район Полюса недоступности в 1941 году // Славянский форум. – 2021. – № 1(31). – С. 126–142.
 10. Замятин П. А. Архивные материалы штурмана Полярной авиации В. И. Аккуратова // Сборник статей по итогам Международной научно-практической конференции «Кооперация науки и общества: проблемы и перспективы» (Тюмень, 14 февраля 2021 года). – Стерлитамак: АМИ, 2021. – С. 88–97.
 11. Замятин П. А. Малые и лёгкие БПЛА в ходе проведения специальной военной операции на Украине // В книге: Практические аспекты применения современных беспилотных летательных аппаратов / С. В. Шайтура, Н. С. Шайтура, И. А. Байгутлина, П. А. Замятин. – Бургас: Институт за хуманитарни науки, икономика и информационни технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2022. – С. 102–147.
 12. Замятин П. А. Защита информации в автоматизированных системах сельскохозяйственного назначения // В книге: Практические аспекты применения современных беспилотных летательных аппаратов / С. В. Шайтура, Н. С. Шайтура, И. А. Байгутлина, П. А. Замятин. – Бургас: Институт за хуманитарни науки, икономика и информационни технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2022. – С. 27–36.
 13. Галайко И. В. и др. Вопросы разработки полезной нагрузки космических аппаратов, абонентских терминалов и системы управления сетью для спутниковых систем связи / И. В. Галайко, С. А. Грищенко, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, Ю. В. Дыбля, А. В. Зайковский, П. А. Замятин, О. С. Крылова, Т. А. Кузина, А. В. Литвинов, Е. Ф. Лядова, А. Ю. Непочатов, И. В. Рыбка, В. В. Самойлов, А. Г. Трубочёв, К. В. Яковлев. – М.: ООО «Сам Полиграфист», 2020. – 208 с.
 14. Мырова Л. О. и др. Низкоорбитальные спутниковые системы связи StarLink и OneWeb / Л. О. Мырова, О. В. Ментус, А. Б. Давыдов, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова, А. С. Филатова // Труды Научно-исследовательского института радио. – 2001. – № 2. – С. 36–45.
 15. 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 : Материалы Всероссийской научно-методической конференции с международным участием (Чебоксары, 16 ноября 2020 г.). – Чебоксары: ИД «Среда», 2020. – С. 84–89.
16. Давыдов А. Б. и др. Использование технологий искусственного интеллекта и виртуальной реальности при создании адаптивной системы мобильного обучения / А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, Е. Ф. Лядова, П. А. Замятин, А. В. Минкин // Научная мысль. – 2021. – Т. 18. – № 4-1 (42). – С. 12–18.
 17. Замятин П. А. Создание тренажёров операторов БПЛА // В книге: Практические аспекты применения современных беспилотных летательных аппаратов / С. В. Шайтура, Н. С. Шайтура, И. А. Байгутлина, П. А. Замятин. – Бургас: Институт за гуманитарни науки, икономика и информационни технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2022. – С. 187–194.
 18. Замятин П. А. Планирование и обработка результатов экспериментов при реализации геоинформационных сервисов // Славянский форум. – 2020. – № 3(29). – С. 259–269.
 19. Шайтура С. В., Замятин П. А. Исследование применения антидронов // В книге: Практические аспекты применения современных беспилотных летательных аппаратов / С. В. Шайтура, Н. С. Шайтура, И. А. Байгутлина, П. А. Замятин. – Бургас: Институт за гуманитарни науки, икономика и информационни технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2022. – С. 195–228.
 20. Давыдов А. Б. и др. Построение распределённой системы радиоэлектронной борьбы в условиях развёртывания новых низкоорбитальных спутниковых группировок / А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова // Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции : в 4 т. – 2021. – Т. 4. – С. 124–133.
 21. Замятин П. А., Цызман В. В. Разработка полётных контроллеров для БВС // Славянский форум. – 2022. – № 4 (38). – С. 190-205.
 22. Замятин П. А., Целищев С. Л. Формирование полётных заданий для беспилотных воздушных судов // Славянский форум. – 2023. – № 1 (39). – С. 240-250.

REFERENCES

1. Zamyatin P. A. Classification features of airfield-based unmanned aerial vehicles // Chronos. - 2020. – No. 4 (43). – P. 76–84.
2. Zamyatin P. A. Issues of operation of unmanned aerial systems // Slavic Forum. - 2021. - No. 1 (31). – P. 297–304.
3. Zamyatin P. A. Formation of an ecosystem of unmanned aerial systems // In the book: Practical aspects of the use of modern unmanned aerial vehicles. / S. V. Shaitura, N. S. Shaitura, I. A. Baygutlina, P. A. Zamyatin. – Burgas: Institute for the Humanities, Economics and Information Technology = Institute for the Humanities, Economics and Information Sciences, 2022. – P. 156–167.
4. Zamyatin P. A. The practice of using UAVs of a combined type (convertiplanes) // In the book: Practical aspects of the use of modern unmanned aerial vehicles / S. V. Shaitura, N. S. Shaitura, I. A. Baygutlina, P. A. Zamyatin. – Burgas: Institute for the Humanities, Economics and Information Technology = Institute for the Humanities, Economics and Information Sciences, 2022. – P. 58–75.
5. Zamyatin P. A. Control systems for unmanned aerial vehicles // Innovative science. – 2020. – No. 4. – P. 37–42.

6. Zamyatin P. A. Issues of creation and application of on-board computers for ground, air and marine robotic systems using Russian processors and microcontrollers // Slavic Forum. – 2021. – No. 4 (34). – P. 191–214.
7. Zamyatin P. A., Tsyzman V. V. Development of flight controllers for UAV // Slavic Forum. – 2022. – No. 4 (38). – P. 190–205.
8. Grishchenko D. A. et al. Application of artificial intelligence technologies to control the communication system of an aircraft / D. A. Grishchenko, P. A. Zamyatin, E. P. Chernoshtan, D. M. Shapiro // Slavic Forum. – 2020. – No. 4 (30). – P. 181–192.
9. Zamyatin P. A. The unique archive of the air expedition to the area of the Pole of Inaccessibility in 1941 // Slavic Forum. – 2021. – No. 1 (31). – P. 126–142.
10. Zamyatin P. A. Archival materials of the navigator of the Polar Aviation V. I. Akkuratov // Collection of articles on the results of the International Scientific and Practical Conference «Cooperation of Science and Society: Problems and Prospects» (Tyumen, February 14, 2021). - Sterlitamak: AMI, 2021. – P. 88–97.
11. Zamyatin P. A. Small and light UAVs during a special military operation in Ukraine // In the book: Practical aspects of the use of modern unmanned aerial vehicles / S. V. Shaitura, N. S. Shaitura, I. A. Baigutlina, P. A. Zamyatin. – Burgas: Institute for the Humanities, Economics and Information Technology = Institute for the Humanities, Economics and Information Sciences, 2022. – P. 102–147.
12. Zamyatin P. A. Protection of information in automated systems for agricultural purposes // In the book: Practical aspects of the use of modern unmanned aerial vehicles / S. V. Shaitura, N. S. Shaitura, I. A. Baigutlina, P. A. Zamyatin. – Burgas: Institute for the Humanities, Economics and Information Technology = Institute for the Humanities, Economics and Information Sciences, 2022. – P. 27–36.
13. Galaiko I. V. et al. Development of the payload of space vehicles, subscriber terminals and network management systems for satellite communication systems / I. V. Galaiko, S. A. Grishchenko, A. B. Davydov, A. Yu. Dyblya, Yu. V. Dyblya, A. V. Zaikovskiy, P. A. Zamyatin, O. S. Krylova, T. A. Kuzina, A. V. Litvinov, E. F. Lyadova, A. Yu. Nepochatov, I. V. Rybka, V. V. Samoilo, A. G. Trubachev, K. V. Yakovlev. – M.: Sam Polygraphist LLC, 2020. – 208 p.
14. Myrova L. O. et al. Low-orbit satellite communication systems StarLink and OneWeb / L. O. Myrova, O. V. Mentus, A. B. Davydov, P. A. Zamyatin, E. F. Lyadova, A. S. Filatova // Proceedings of the Scientific Research Institute of Radio. – 2001. – No. 2. – P. 36–45.
15. Davydov A. B. et al. Creation of a virtual adaptive environment for mobile learning / A. B. Davydov, A. Yu. Dyblya, E. F. Lyadova, P. A. Zamyatin // Digital education: a new reality: Materials of the All-Russian scientific and methodological conference with international participation (Cheboksary, November 16, 2020). – Cheboksary: Publishing House «Sreda», 2020. – P. 84–89.
16. Davydov A. B. et al. Using artificial intelligence and virtual reality technologies to create an adaptive mobile learning system / A. B. Davydov, A. Yu. Dyblya, E. F. Lyadova, P. A. Zamyatin, A. V. Minkin // Scientific Thought. – 2021. – T. 18. – No. 4-1 (42). – P. 12–18.
17. Zamyatin P. A. Creation of simulators for UAV operators // In the book: Practical aspects of the use of modern unmanned aerial vehicles / S. V. Shaitura, N. S. Shaitura, I. A. Baigutlina, P. A. Zamyatin. – Burgas: Institute for the Humanities, Economics and Information Technology = Institute for the Humanities, Economics and Information Sciences, 2022. – P. 187–194.
18. Zamyatin P. A. Planning and processing the results of experiments in the implementation of geoinformation services // Slavic Forum. – 2020. – No. 3 (29). – P. 259–269.

19. Shaitura S. V., Zamyatin P. A. Research on the use of antidrones // In the book: Practical aspects of the use of modern unmanned aerial vehicles / S. V. Shaitura, N. S. Shaitura, I. A. Baygutlina, P. A. Zamyatin. – Burgas: Institute for the Humanities, Economics and Information Technology = Institute for the Humanities, Economics and Information Sciences, 2022. – P. 195–228.
20. Davydov A. B. et al. Construction of a distributed system of electronic warfare in the conditions of deployment of new low-orbit satellite constellations / A. B. Davydov, A. Yu. Dyblya, P. A. Zamyatin, E. F. Lyadova // Radiolocation, navigation, communications: collection of proceedings of the XXVII International Scientific and Technical Conference: in 4 volumes. – 2021. – V. 4. – P. 124–133.
21. Zamyatin P. A., Tsyzman V. V. Development of flight controllers for UAV // Slavic Forum. – 2022. – No. 4 (38). – P. 190–205.
22. Zamyatin P. A., Tselishchev S. L. Formation of flight missions for unmanned aircraft // Slavic Forum. – 2023. – No. 1 (39). – P. 240–250.

КОМПЛЕКСНАЯ ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА ПРИ ОТСУТСТВИИ ШУМОВ В КАНАЛЕ СВЯЗИ

В. И. Парфенов, А. А. Калининский

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Рассматривается алгоритм комплексной оценки параметра сигнала, принимаемого датчиками беспроводной сенсорной сети в идеальных условиях. Алгоритм основывается на рассмотрении гипотез, характеризующих принимаемые датчиками самостоятельные решения с точки зрения релевантности данного решения и с точки зрения справедливости (соответствия истине). Оценена эффективность данного алгоритма совместной работы идентичных друг другу узлов сенсорной сети и точность конечного решения, выносимого в центральном узле.

Ключевые слова: беспроводная сенсорная сеть; комплексная оценка параметров; теорема Байеса; квантование.

COMPREHENSIVE ESTIMATION OF SIGNAL PARAMETERS WITHOUT NOISE IN THE COMMUNICATION CHANNEL

V. I. Parfenov, A. A. Kalininsky

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. This article discusses an algorithm for the complex evaluation of the signal parameter received by the sensors of a wireless sensor net under ideal conditions. It is based on the consideration of hypotheses that characterize the independent decisions made by the sensors in terms of the relevance of this decision and in terms of fairness (correspondence to the truth). The performance of sensor network nodes identical to each other and the accuracy of the final decision made at the central node are estimated.

Keywords: wireless sensor network; comprehensive estimation of parameters; Bayes' theorem; quantization.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в мире в эпоху цифровизации уделяется большое внимание разработке и внедрению инновационных технологий, позволяющих человеку автоматизировать множество процессов, непрерывно проводить сбор и анализ множества полезных данных, осуществлять контроль за различными областями деятельности. И далеко не последнюю роль здесь играют беспроводные сенсорные сети [1, 2]. Беспроводные сенсорные сети (БСС) представляют собой систему, состоящую из множества распределённых на определённой территории устройств (сенсоров, узлов), выполняющих, преимущественно, функцию отслеживания за одним или несколькими параметрами или состояниями окружающей среды, функцию контроля за различными физическими явлениями, накопление и передачу собранных данных, а также, иногда, оценку истинности принятого решения. И связаны они между собой и с точками выгрузки информации радиоканалом.

Компактность сенсоров, большая гибкость, в некоторых случаях и относительная простота размещения (когда датчики не нужно устанавливать глубоко под землей или под водой), широкий спектр возможностей применения, мобильность и относительно небольшая стоимость производства позволили беспроводным сенсорным сетям найти себе место в различных областях деятельности человека. К ним можно отнести: слежение

за состоянием пациента в больнице; отслеживание сдвигов литосферных плит, что позволяет предсказать заранее возможность появления землетрясения или цунами; наблюдение за рыбами; сигнализация; датчики движения; мониторинг окружающей среды и многое другое. По виду оцениваемого воздействия сенсоры подразделяются на акустические (датчик автоматического включения/выключения света по хлопку), сейсмические (оценивают возникающие в толще земли возмущения), датчики влажности, температуры, оптические (помогают, например, марсоходу передвигаться по поверхности планеты) и многие другие.

Возвращаясь к теме беспроводных сенсорных сетей, принятие решения о наличии или отсутствии сигнала (например, движения) или вынесение оценки некоторого параметра сигнала могут выноситься одновременно различными сенсорами по заранее заложенному в них алгоритму. Полученные данные могут, как последовательно оцениваться в каждом узле, так что на принятие бинарного решения «да/нет» узлом будет влиять соседний с ним, так и отправляться в центральный узел (ЦУ), где происходит их обработка, обобщение и, в конце концов, выносится общее взвешенное решение касательно произошедшего события. Такой способ (с использованием ЦУ) заметно повышает эффективность и точность в нахождении истины. Также не стоит забывать, что часть датчиков всегда может выйти из строя, что определённо негативно скажется на качестве работы БСС в целом.

В данной статье рассматривается алгоритм комплексной оценки параметров принимаемого сигнала путём передачи квантованных решений, принятых сенсорами, в ЦУ.

2. АЛГОРИТМ КОМПЛЕКСНОЙ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРА СИГНАЛА

Положим, что K сенсоров (по имеющимся у них алгоритмам) выносят оценки $\hat{\theta}_i$ ($i=\overline{1, K}$) некоторого параметра θ объекта наблюдения. Обозначим через θ_0 – истинное значение этого параметра. Оцениваемый параметр θ может принимать значения из интервала $\theta \in [\Theta_{\min}; \Theta_{\max}]$. Поэтому оценка $\hat{\theta}_i$ – непрерывная случайная величина. Разобьём априорный интервал на M одинаковых по размеру, равному Δ_M , подынтервалов J_m ($m = \overline{1, M}$) так, как это показано на рисунке 1. Здесь Θ_{\min} и Θ_{\max} – соответственно минимальное и максимальное возможные значения, которые может принимать оценка.

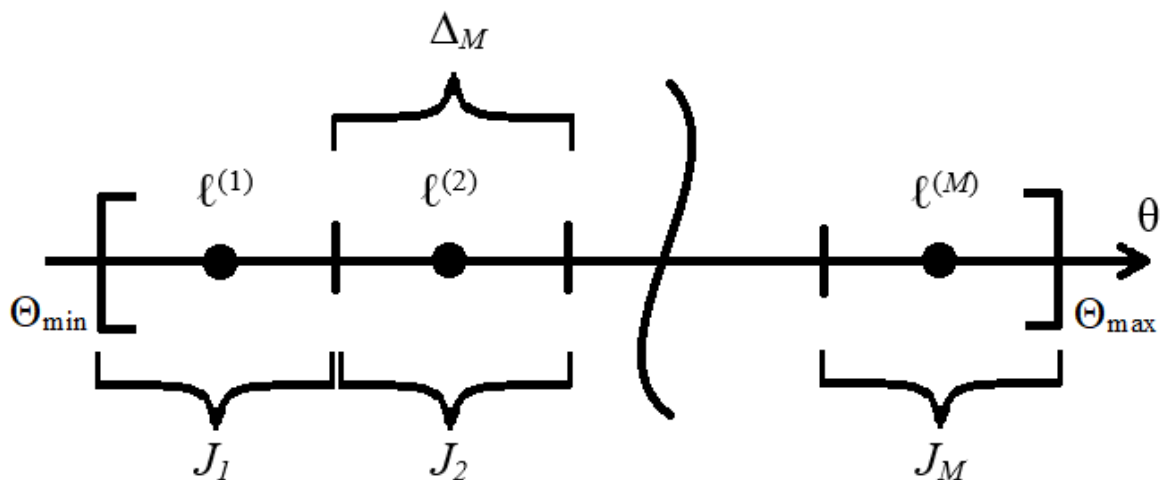


Рис. 1. Разбиение априорного интервала возможных значений оценки θ на равные подынтервалы J_m

Если оценка $\hat{\theta}_i$ попадает в n -й подынтервал, то она заменяется на значение $\rho^{(n)}$, совпадающее с серединой этого подынтервала. То есть непрерывная случайная величина $\hat{\theta}_i$ заменяется на одно из M возможных дискретных значений $\rho^{(n)}$. Можно интерпретировать подобную замену как квантование оценки параметра.

Введём в рассмотрение M гипотез [3] H_m ($m=\overline{1, M}$). При этом считается, что, если в результате такого квантования получается величина $\rho^{(n)}$, то это означает выполнение гипотезы H_n ($\rho^{(n)} \Leftrightarrow H_n$).

Обозначим через $\hat{\rho}_i$ решение, выносимое i -м сенсором на основании полученной оценки $\hat{\theta}_i$ и проведённой процедуры квантования ($i=\overline{1, K}$). Данная случайная величина $\hat{\rho}_i$ будет являться дискретной случайной величиной, которая может принимать одно из M возможных значений $\rho^{(n)}$ ($n=\overline{1, M}$).

Если i -й сенсор в результате проведённых процедур выдал значение $\rho^{(n)}$ (а таких значений конечное число – M), то он должен передать в центральный узел (ЦУ) радиосигнал с этой информацией. Для реализации этого возможно применение одного из двух подходов. Первый – передаётся m -битовая ($2^m=M$) последовательность с любым видом манипуляции. Второй – для передачи n -го сигнала передаётся n -й сигнал из множества возможных сигналов в многопозиционной фазовой модуляции М-PSK.

В данной работе мы будем считать, что все каналы связи вида « i -й сектор – ЦУ» идеальные. Тогда, какой сигнал от сенсора был передан, точно такой же и придёт в ЦУ. При этом можно считать, что в ЦУ от i -го сенсора поступает дискретная случайная величина $\hat{\rho}_i$ ($i = \overline{1, K}$). Общее (комплексное) решение должно выноситься на основе всех этих K случайных величин. Для этого должна быть определена функция правдоподобия для каждой гипотезы

$$\Lambda_n = \prod_{i=1}^K p(\hat{\rho}_i | H_n), \quad (1)$$

где $n=\overline{1, M}$.

Следовательно, для нахождения функции правдоподобия (1) необходимо знать плотность вероятностей $p(\hat{\rho}_i | H_n)$. Перейдём к определению необходимых для конкретизации комплексного алгоритма характеристик.

Учитывая дискретный характер случайной величины $\hat{\rho}_i$, запишем плотность вероятности в виде

$$\begin{aligned} p(\hat{\rho}_i | H_n) &= P[\hat{\rho}_i = \rho^{(1)} | H_n] \delta(\hat{\rho}_i - \rho^{(1)}) + \dots + P[\hat{\rho}_i = \rho^{(M)} | H_n] \delta(\hat{\rho}_i - \rho^{(M)}) = \\ &= \sum_{m=1}^M P[\hat{\rho}_i = \rho^{(m)} | H_n] \delta(\hat{\rho}_i - \rho^{(m)}), \end{aligned} \quad (2)$$

где $n=\overline{1, M}$, $\delta(\cdot)$ – дельта-функция Дирака [4].

Теперь найдём вероятности, входящие в выражение (2). Перепишем эти вероятности в виде

$$P[\hat{\rho}_i = \rho^{(m)} | H_n] = P[\hat{\theta}_i \in J_m | \hat{\theta}_0 \in J_n] = \rho_i^{(mn)}, \quad (3)$$

где $i=\overline{1, K}$, $n, m=\overline{1, M}$.

Тогда выражение для логарифма функции правдоподобия (1) примет вид

$$L_n = \ln \Lambda_n = \sum_{i \in I_1} \ln(\rho_i^{(1n)}) + \dots + \sum_{i \in I_M} \ln(\rho_i^{(Mn)}). \quad (4)$$

Если $i \in I_m$, то это означает, что номера i – это номера таких сенсоров, которые вынесли решение в пользу гипотезы H_m .

Осталось найти $\rho_i^{(mn)}$ (3). Здесь всё будет зависеть от плотности вероятности оценки, выносимой сенсором. По теореме Байеса [5], действительно, получаем

$$\rho_i^{(mn)} = P[\hat{\rho}_i = \rho^{(m)} | H_n] = P[\hat{\theta}_i \in J_m | \hat{\theta}_0 \in J_n] = P[\hat{\theta}_i \in J_m; \hat{\theta}_0 \in J_n] / P[\hat{\theta}_0 \in J_n]. \quad (5)$$

Анализ рисунка 1 свидетельствует о том, что величина интервала Δ_M может быть вычислена по формуле

$$\Delta_M = \frac{\Theta_{\max} - \Theta_{\min}}{M}.$$

При этом сами подынтервалы J_1, \dots, J_M , показанные на рисунке 1, таковы

$$\begin{aligned} J_1 &= (-\infty; \Theta_{\min} + \Delta_M), \\ J_M &= (\Theta_{\min} + (M-1)\Delta_M; \infty), \\ J_n &= (\Theta_{\min} + (n-1)\Delta_M; \Theta_{\min} + n\Delta_M), \text{ если } n \in [2; M-1]. \end{aligned}$$

Предположим, что оценка $\hat{\theta}_i$ представляет собой гауссовскую случайную величину $N(\theta_0, D_{\theta_i})$, где D_{θ_i} – дисперсия. Это возможно, если рассматривается так называемый «регулярный случай» (сигнальная функция имеет хотя бы две непрерывные производные), а также учитываются только «нормальные» ошибки [5]. Положим, кроме того, что истинное значение оцениваемой величины представляет собой случайную величину, равномерно распределенную на интервале $[\Theta_{\min}; \Theta_{\max}]$: $p(\theta_0) =$

$$\begin{cases} (\Theta_{\min} - \Theta_{\max})^{-1}, & \theta_0 \in [\Theta_{\min} - \Theta_{\max}] \\ 0, & \theta_0 \notin [\Theta_{\min} - \Theta_{\max}] \end{cases}.$$

$$P[\hat{\theta}_0 \in J_n] = \int_{(J_n)} p(\theta_0) d\theta_0 = \frac{1}{M}.$$

Следовательно, числитель в формуле (5) можно найти следующим образом:

$$\begin{aligned} P[\hat{\theta}_i \in J_m; \hat{\theta}_0 \in J_n] &= \int_{(J_m)} d\theta_i \int_{(J_n)} p(\hat{\theta}_i, \theta_0) d\theta_0 = \int_{(J_m)} d\theta_i \int_{(J_n)} p(\hat{\theta}_i | \theta_0) p(\theta_0) d\theta_0 = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi D_{\theta_i} (\Theta_{\max} - \Theta_{\min})}} \int_{(J_m)} d\hat{\theta}_i \int_{\Theta_{\min} + (n-1)\Delta_M}^{\Theta_{\min} + n\Delta_M} e^{-\frac{(\hat{\theta}_i - \theta_0)^2}{2D_{\theta_i}}} d\theta_0. \end{aligned} \quad (6)$$

Можно показать, что вычисление интегралов в (6) приводит к следующему результату:

$$\begin{aligned} \rho_i^{(mn)} &= 2(n-m)\Phi(-v_i(n-m)) - (n-m-1)\Phi(-v_i(n-m-1)) - \\ &- (n-m+1)\Phi(-v_i(n-m+1)) + \frac{1}{\sqrt{2\pi v_i}} \left[-2e^{-\frac{(n-m)^2 v_i^2}{2}} + e^{-\frac{(n-m+1)^2 v_i^2}{2}} + e^{-\frac{(n-m-1)^2 v_i^2}{2}} \right], \end{aligned}$$

где $m \neq 1$ и $m \neq M$, $v_i = \frac{\Delta_M}{\sqrt{D_{\theta_i}}}$,

$$\rho_i^{(1n)} = (n-1)\Phi(-v_i(n-1)) - (n-2)\Phi(-v_i(n-2)) - \frac{1}{\sqrt{2\pi v_i}} \left[e^{-\frac{(n-1)^2 v_i^2}{2}} - e^{-\frac{(n-2)^2 v_i^2}{2}} \right].$$

$$\rho_i^{(Mn)} = 1 - (n-M+1)\Phi(-v_i(n-M+1)) - (n-M)\Phi(-v_i(n-M)) - \frac{1}{\sqrt{2\pi v_i}} \left[e^{-\frac{(n-M)^2 v_i^2}{2}} - e^{-\frac{(n-M+1)^2 v_i^2}{2}} \right].$$

Несложно также показать, что эти вероятности удовлетворяют своеобразному условию нормировки вида: при $M > 2$: $\rho_i^{(1n)} + \rho_i^{(Mn)} + \sum_{m=2}^{M-1} \rho_i^{(mn)} = 1$. Если же $M = 2$, то $\rho_i^{(1n)} + \rho_i^{(Mn)} = 1$.

Если все сенсоры абсолютно одинаковы и используют одинаковые алгоритмы оценки, то логарифм функции правдоподобия (4) трансформируется в

$$L_n = \sum_{m=1}^M K_m \ln(\rho^{(mn)}), \quad (7)$$

где K_m – количество сенсоров, вынесших решение в пользу гипотезы H_m , причем $\rho^{(mn)}$ в этом случае не зависит от индекса i .

3. АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ КОМПЛЕКСНОЙ ОЦЕНКИ НЕЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПАРАМЕТРА СИГНАЛА

Перейдем теперь к оценке эффективности разработанного комплексного алгоритма оценки параметра сигнала, основанного на (7). С этой целью конкретизируем условия, в которых функционирует данный алгоритм. Положим, что сигнал, создаваемый объектом

наблюдения, описывается достаточно простой моделью в виде «колокольного» импульса вида: $s(t, \theta_0) = A \exp\left(-\frac{(t-\theta_0)^2}{\tau^2}\right)$. Здесь параметр A – амплитудный множитель, параметр τ характеризует ширину спектра такого сигнала и его длительность, а параметр θ_0 – оцениваемый параметр (в рассматриваемом примере – характеризующий время прихода сигнала). Данный сигнал поступает на вход каждого сенсора совместно с некоторым шумом наблюдения. В дальнейшем под шумом наблюдения будем понимать гауссовский белый шум с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 . Предположим, что каждый сенсор выносит оценку параметра θ в соответствии с алгоритмом максимального правдоподобия [5]. Как уже отмечалось ранее, оценка параметра θ в рассматриваемых условиях представляет собой асимптотически (при большом ОСШ) гауссовскую случайную величину. Дисперсия оценки параметра θ при этом описывается известной формулой вида [5]

$$D_\theta = (z^2 S''|\theta_0)^{-1}, \quad (8)$$

где z – отношение сигнал/шум, $S''|\theta_0$ – двукратная производная от сигнальной функции, взятая в точке истинного значения оцениваемого параметра θ_0 . Учитываются, как отмечалось ранее, только «нормальные» ошибки оценки, при этом оценка параметра не выходит за пределы длительности сигнальной функции. Кроме того, в дальнейшем рассматривалась оценка не самого параметра θ , а оценка нормированного параметра $\tilde{\theta} = \theta/\tau$. Тогда для рассматриваемого «колокольного» сигнала дисперсия оценки такого нормированного параметра будет иметь вид $D_{\tilde{\theta}} = z^{-2}$. Подчеркнем еще раз, что это выражение справедливо при больших значениях ОСШ, и характеризует точность оценки, вырабатываемой единичным сенсором, в предположении, что параметр может принимать любые значения из априорного интервала.

Расчет эффективности оценивания комплексным алгоритмом на основе (7) был выполнен с помощью компьютерного моделирования. Находились безусловные смещение и рассеяние оценки нормированного параметра $\tilde{\theta}$ для разных значений ОСШ z , количества сенсоров в сети K и количества уровней квантования оцениваемого параметра M . Причем для каждого набора значений этих параметров было использовано 10^4 реализаций наблюдаемых данных. При этом было показано, что комплексная оценка является практически несмещенной. Зависимость безусловного рассеяния оценки параметра $\tilde{\theta}$, совпадающего в данном случае с дисперсией, от ОСШ z приведена на рисунке 2. На этом рисунке использованы следующие обозначения: сплошными линиями построены зависимости дисперсии от ОСШ при $M=4$, а штриховыми – при $M=128$. Зависимости, построенные при $K=1$, на этом рисунке обозначены цифрой 1, а цифрой 2 показаны аналогичные зависимости, построенные при $K=10$.

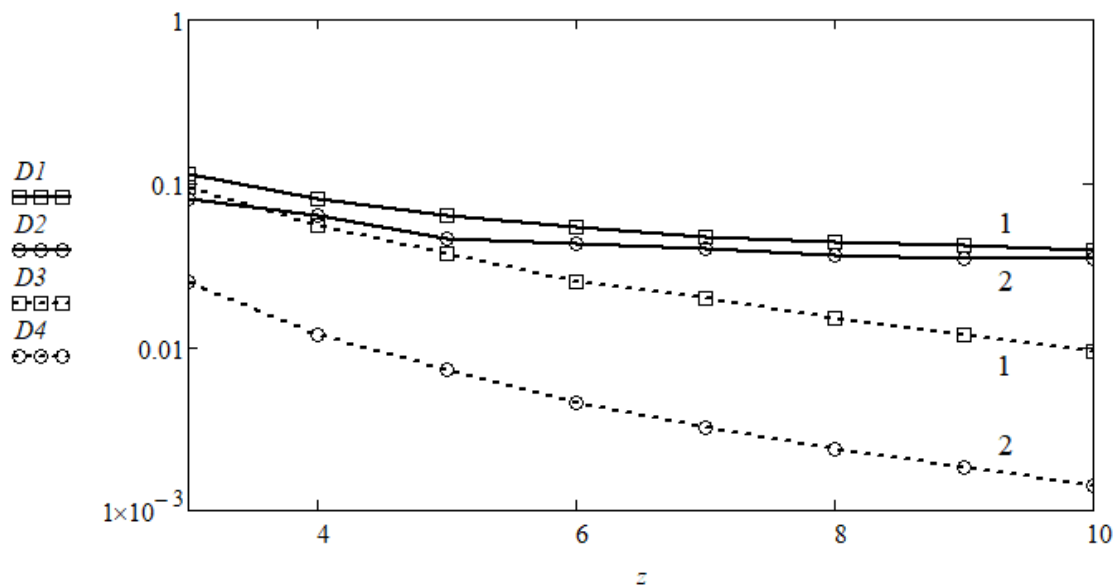


Рис. 2. Зависимость дисперсии комплексной оценки от ОСШ

Анализ приведенного рисунка свидетельствует о следующем. Если количество уровней разбиения априорного интервала возможных значений параметра (количество уровней квантования) мал, то даже существенное увеличение количества используемых в сети сенсоров не обеспечивает высокую точность оценки параметра. Это, действительно, несложно заметить, сравнивая сплошные линии с номерами 1 и 2. Повышение точности оценивания можно добиться, увеличивая количество уровней квантования M . Действительно, уже при $M=128$ и $K=1$ дисперсия оценки практически совпадает с теоретической дисперсией оценки, вычисленной по формуле (8). При таком большом значении M увеличение количества используемых сенсоров K позволяет в несколько раз уменьшить дисперсию оценки (это видно, если сравнить штриховые кривые с цифрами 1 и 2).

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В последнее время наблюдается достаточно быстрое развитие области беспроводных технологий, а также планомерное повсеместное внедрение беспроводных сенсорных сетей в различные сферы жизни и деятельности человека: от защиты от несанкционированного вторжения на определённую территорию, оценки сейсмических колебаний, сканирования водных пластов до активации/деактивации голосом или звуком осветительных приборов в доме. С учётом этого, а также имеющихся тенденций к минимизации габаритов и снижению производственной стоимости при сохранении удовлетворительного качества работы, возникает необходимость в современных, точных и простых с точки зрения ресурсозатратности алгоритмах, позволяющих в короткие сроки максимально верно определить те или иные необходимые параметры возникшего в подконтрольной среде активного возбуждения [6, 7].

Вынесение принятия конечного решения на центральный узел, конечно, является хорошим решением. И для получения удовлетворительной точности желательно использовать как можно большее число датчиков. Это позволит минимизировать вероятность ошибки при оценке параметров принимаемого сигнала. Однако также важно развивать качество работы самого центрального узла путём внедрения эффективного алгоритма, позволяющего определить степень правильности решения, принятого каждым отдельно взятым датчиком.

Данная работа также даст толчок в направлении исследований, касающихся комплексной оценки параметров принимаемого сигнала уже в условиях наличия помех в канале связи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Geng B., Li Q, Varshney P.K. Utility-theory based optimal resource consumption for inference in IoT systems // *IEEE Internet of Things Journal*, 2021, Vol. 8, No. 15. – P. 12279–12288.
2. Anisi M. H., Abdul-Salaam G., Idris M. Y. I., Wahab A.W. A., Ahmedy I. Energy harvesting and battery power based routing in wireless sensor networks // *Wireless Networks*, 2017, Vol. 23, No. 1. – P. 249–266.
3. Feder M., Merhav N. Universal composite hypothesis testing: a competitive minimax approach // *IEEE Transactions on Information Theory*, 2002, Vol. 48(6). – P. 1504-1517.
4. Хермандер Л. Анализ линейных дифференциальных операторов с частными производными. Т.1. – М.: Мир, 1986. – 464 с.
5. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
6. Парфенов В.И., Ле В.Д. Применение беспроводной сенсорной системы для охраны объектов с использованием датчиков инфракрасного излучения // *Компьютерная оптика*, 2021, Т. 45, № 3. – С. 364-371.
7. Парфенов В.И., Ле В.Д. Анализ влияния окружающей среды на эффективность алгоритма обработки информации в беспроводных сенсорных сетях // *Физика волновых процессов и радиотехнические системы*, 2020, Т. 23, № 2. – С. 49-54.

REFERENCES

1. Geng B., Li Q., Varshney P.K. Utility-theory based optimal resource consumption for inference in IoT systems // *IEEE Internet of Things Journal*, 2021, Vol. 8, No. 15. – P. 12279–12288.
2. Anisi M. H., Abdul-Salaam G., Idris M. Y. I., Wahab A. W. A., Ahmedy I. Energy harvesting and battery power based routing in wireless sensor networks // *Wireless Networks*, 2017, Vol. 23, No. 1. – P. 249–266.
3. Feder M., Merhav N. Universal composite hypothesis testing: a competitive minimax approach // *IEEE Transactions on Information Theory*, 2002, Vol. 48(6). – P. 1504-1517.
4. Hermander L. Analysis of linear differential operators with partial derivatives. Vol. 1. – М.: World, 1986. – 464 p.
5. Tikhonov V. I. Statistical radio engineering. – М.: Radio and communication, 1982.–624 p.
6. Parfenov V. I., Le V. D. Application of a wireless sensor system for the protection of objects using infrared radiation sensors. // *Computer Optics*, 2021, Vol. 45, No. 3. – P. 364-371.
7. Parfenov V. I., Le V. D. Analysis of the influence of the environment on the efficiency of the information processing algorithm in wireless sensor networks. // *Physics of Wave Processes and Radio Engineering Systems*, 2020, Vol. 23, No. 2. – P. 49-54.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ СВЯЗИ

К. И. Шефер

ОНИИП, Омск, Российская федерация

Аннотация. В статье произведена оценка устойчивости оптических систем передачи данных с использованием двубинарного и бинарного форматов, для случая одноканальной передачи по одномодовому волокну, к воздействию шумов и хроматической дисперсии (ХД) при скорости передачи данных 10 Гб/с. Использование двубинарного формата позволяет увеличить производительность (дальность безошибочной передачи) волоконно-оптической линии связи (ВОЛС), и повысить спектральную эффективность системы. В статье показано, что система с использованием двубинарного формата превосходит систему с использованием бинарного формата.

Ключевые слова: бинарный формат, двубинарный формат, оптоволоконная связь, волоконно-оптические системы связи, хроматическая дисперсия.

MATHEMATICAL MODELING OF FIBER-OPTIC COMMUNICATION SYSTEMS

K. I. Shefer

ONIP, Omsk, Russian Federation

Abstract. The article assesses the stability of optical data transmission systems using two-binary and binary formats, for the case of single-channel transmission over a single-mode fiber, to the effects of noise and chromatic dispersion (CD) at a data transfer rate of 10 Gb / s. The use of a binary format allows you to increase the performance (error-free transmission range) of a fiber-optic communication line (FOCL), and improve the spectral efficiency of the system. The article shows that a system using a binary format outperforms a system using a binary format.

Keywords: binary format, duobinary format, fiber-optic communication system, chromatic dispersion.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время ВОЛС используются в сетях практически всех масштабов: начиная от корпоративных сетей, заканчивая междугородними и трансконтинентальными линиями связи. С ростом протяженности ВОЛС, возрастает как объем передаваемой информации, так и скорость ее передачи, соответственно усиливается влияние различных оптических эффектов на полезный сигнал. Абсолютное большинство современных ВОЛС устроено таким образом, что результат влияния линейных и нелинейных эффектов со стороны оптического волокна (ОВ) на оптический сигнал компенсируется по мере его распространения по линии или после его детектирования приёмником [1].

Скорость и пропускная способность ВОЛС определяются возможностями оптических волноводов, быстродействием элементной базы электроники и оптоэлектроники. Совершенствование элементной базы зависит от уровня развития технологии производства и от успехов в создании новых материалов. С уменьшением геометрических размеров точность изготовления элементной базы должна

увеличиваться. Однако существуют технологические пределы, связанные с разбросом параметров, энергопотреблением и тепловыделением, а также физические пределы уменьшения размеров. Тем самым неизбежно приближается время, когда дальнейший рост пропускной способности ВОЛС будет возможен только за счет использования форматов с большей спектральной эффективностью.

Для дальнейшего увеличения скорости передаваемого потока информации необходимо применять оптические методы уплотнения, со спектральным разделением информационных каналов. Для уменьшения ширины спектра сигнала, соответственно, и мощности шумов в полосе, может использоваться двубинарное кодирование.

При распространении по ВОЛС оптические сигналы претерпевают искажения за счет затухания и дисперсии, что ограничивает, в первую очередь, дальность передачи и требует применения линейных регенераторов или волоконно-оптических усилителей (ВОУ).

С внедрением ВОУ на транспортных телекоммуникационных сетях связи скорость и дальность передачи информации ограничиваются, в основном, дисперсией.

Использование двубинарного формата позволяет увеличить устойчивость ВОЛС к хроматической дисперсии и другим оптическим эффектам. В частности, так как двубинарный сигнал не имеет пика на несущей частоте, вынужденное рассеяния Бриллюэна возникает при больших мощностях сигналов, входящих в оптическое волокно, чем для сигналов с другой кодировкой. Кроме того, использование двубинарного формата увеличивает скорость передачи информации, что достигается введением контролируемой межсимвольной интерференции [2].

Одними из основных параметров ВОЛС является пропускная способность и дальность безошибочной передачи. Частота появления ошибочных битов BER (**Bit Error Ratio**) принималась равной ($BER < 10^{-5}$) при отношении сигнал/шум 20 дБ.

Практическая важность таких исследований связана с широким использованием оптического волокна в современных сетях связи.

Цель работы: провести сравнение помехоустойчивости ВОЛС к искажениям сигнала вследствие влияния шумов и дисперсии с использованием двубинарного и бинарного форматов для линий связи с различной протяженностью.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Сравнение проводилось посредством математического моделирования ВОЛС с одиночными импульсами в стандартном одномодовом волокне. Структурная схема модели ВОЛС показана рис.1. На вход передатчика поступает информационная последовательность, в случае ВОЛС с использованием двубинарного формата входная информационная последовательность проходит через кодер.

Далее сигнал поступает на модулятор Маха-Цендера (МЗМ). Коэффициент пропускания τ модулятора Маха-Цендера, то есть отношение интенсивности I световой волны на выходе модулятора к интенсивности I_0 на его входе, следующим образом зависит от управляющего напряжения ΔU , равного разности потенциалов управляющих электродов, создающих электрические поля в плечах модулятора:

$$\tau = \frac{I}{I_0} = \cos^2 \left(\frac{k\Delta U}{2} + \frac{kU_{см}}{2} \right) \quad (1)$$

Здесь $U_{см}$ – напряжение смещения, позволяющее сдвигать рабочую точку модулятора, то есть величину управляющего напряжения, при котором разность фаз

волн в плечах модулятора становится равной π ; k – коэффициент пропорциональности, зависящий от показателя преломления и электрооптического коэффициента материала.

В оптическом канале сигнал подвергается затуханию, накоплению шума и искажению вследствие ХД. Ослабление оптического излучения в оптическом кабеле определяется:

$$P_L = P_0 \exp(-\alpha_{\text{пз}} L). \quad (2)$$

Где P_0 – мощность, вводимая в волокно; L – длина волокна; $\alpha_{\text{пз}}$ – постоянная затухания. Передача осуществляется по одномодовому волокну в диапазоне 1555-1580 нм. Для сигнала, передающегося на длине волны 1555 нм, нормальным считается затухание в пределах 0,18 – 0,23 дБ/км. Шум в канале считаем аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ).

Количественная оценка уширения импульса в линейной дисперсионной среде определяется:

$$\Delta T = z \frac{d^2 \beta}{d\omega} \Delta \omega. \quad (3)$$

Где $\frac{d^2 \beta}{d\omega^2}$ – параметр, определяющий величину дисперсии, $\Delta \omega$ – ширина спектра сигнала.[3]

На приемной стороне устанавливался фильтр, с частотой среза $\frac{1}{2T}$, где T – длительность одной посылки сигнала (10^{-10} с), используемый для повышения отношения сигнал/шум. Затем измерялась частота появления ошибочных битов BER.

Хроматическая дисперсия наряду с затуханием в ОВ является фактором, ограничивающим длину регенерационного участка ВОЛС. Одним из способов компенсации дисперсии является использование волокна, с отрицательным значением хроматической дисперсии в рабочем диапазоне, способного вносить необходимую временную задержку между спектральными компонентами передаваемого сигнала, восстанавливая его исходную форму. Другим же способом является использование форматов, более устойчивых к ХД [4].

Основной идеей, лежащей в основе двубинарного формата, является введение некоторого управляемого объема межсимвольной интерференции в поток данных, вместо того чтобы пытаться устранить ее полностью. Управляемая интерференция составляет суть этого метода, поскольку в детекторе она может удаляться так же легко, как была введена. Для понимания, как двубинарная передача сигналов вводит контролируруемую межсимвольную интерференцию, рассмотрим модель процесса.

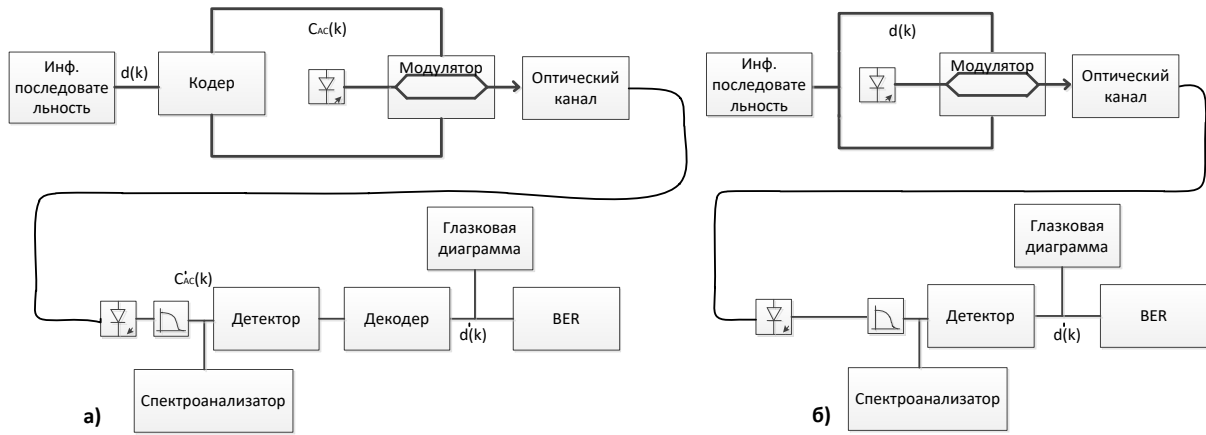


Рис. 1 Структурна схема ВОЛС с использованием:
 а) Двубинарного формата;
 б) Бинарного формата.

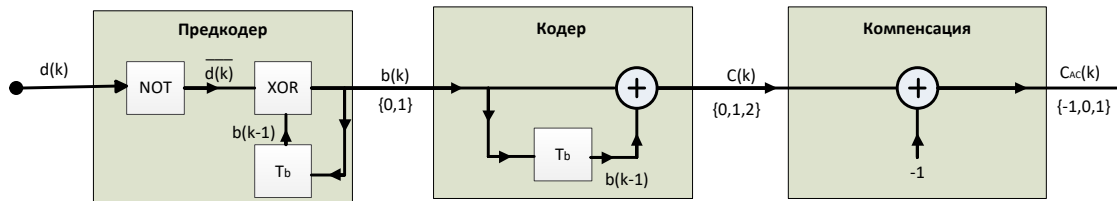


Рис. 2. Схема кодера двубинарного формата.

Формирование классического двубинарного формата описано в [5]. Предположим, что последовательность двоичных символов $\{b_k\}$ необходимо передать на скорости R символов/с через систему, имеющую идеальный прямоугольный спектр ширины $\Delta\omega = R/2 = \frac{1}{2T}$ Гц. Цифровой фильтр вносит задержку в распространение сигнала, каждый выходной отсчет b_k имеет зависимость от предыдущего отсчета b_{k-1} . Другими словами, с выхода цифрового фильтра поступает сумма двух импульсов. Каждый импульс последовательности $\{c_k\}$ получаемой на выходе цифрового фильтра, можно выразить следующим образом:

$$c_k = b_k + b_{k-1} \quad (4)$$

Следовательно, амплитуды импульсов $\{c_k\}$ не являются независимыми; каждое значение c_k использует предыдущее значение выходного сигнала. Межсимвольная интерференция, вносимая в каждый отсчет c_k , проявляется только от предыдущего отсчета b_{k-1} . Эту корреляцию между амплитудами импульсов $\{c_k\}$ можно рассматривать как управляемую межсимвольную интерференцию, введенную двубинарным кодированием. Выходную последовательность $\{c_k\}$, подверженную воздействию шума, обозначим через $\{c_k^i\}$. Удаление управляемой интерференции с помощью двубинарного декодера дает восстановленную оценку $\{b_k\}$, которую мы будем обозначать через $\{b_k^i\}$.

Одним из недостатков этого метода является то, что при появлении ошибки, имеется тенденция к её распространению, вызывая дальнейшие ошибки (причина в том, что текущее решение зависит от предыдущих). В данной статье предлагается использование предварительного кодирования информационной последовательности, для предотвращения распространения ошибки.

Операция двубинарного кодирования с предварительным кодированием, заключается в реализации схемы, показанной на рис. 2. Предварительное кодирование выполняется посредством первоначального дифференциального кодирования бинарной последовательности $\{d_k\}$ в новую бинарную последовательность $\{b_k\}$, для чего используется выражение

$$b_k = \text{not } d_k \oplus b_{k-1} \quad (5)$$

где символ \oplus представляет сложение двоичных цифр по модулю 2 (операция *исключающего ИЛИ*).

Затем двоичная последовательность $\{b_k\}$ кодируется так же, как в первом примере. В то же время, как показано ниже, в этом примере при выполнении предварительного кодирования процесс детектирования отличается от детектирования в обычной двубинарной схеме.

Предварительное дифференциальное кодирование позволяет декодировать последовательность $\{c_k\}$ путем принятия решения по каждой принятой выборке отдельно, не обращаясь к предыдущим, которые могут быть ошибочными. Преимущество заключается в том, что при возникновении ошибки она не будет распространяться на последующую последовательность. Отметим, что первый бит двоичной последовательности $\{b_k\}$, подвергаемой дифференциальному кодированию, выбирается произвольно. Если бы начальный бит последовательности $\{b_k\}$ был выбран равным 1, а не 0, результат декодирования был бы таким же.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

В результате моделирования и сравнения ВОЛС были получены следующие графики.

На рис. 3 и на рис.4 изображены информационные сигналы, полученные в результате моделирования ВОЛС длиной 4 км.



Рис. 3. Информационный сигнал с использованием двубинарного формата.

На рис. 5 представлены спектры и глазковые диаграммы соответствующих сигналов.

На рис. 6 представлена зависимость BER от протяженности ОБ, при моделировании ВОЛС.

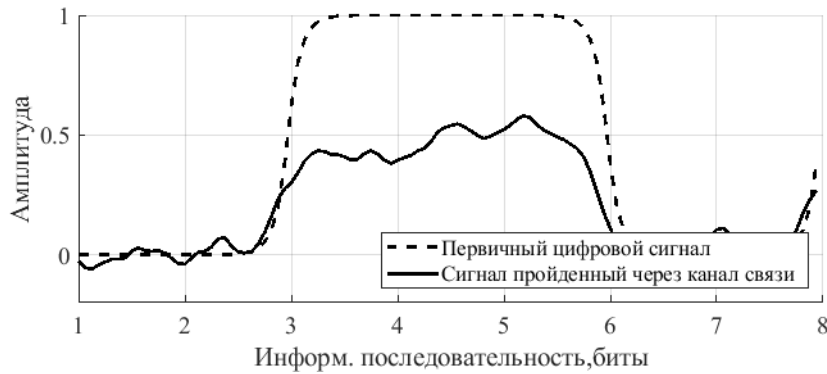


Рис. 4. Информационный сигнал с использованием бинарного формата.

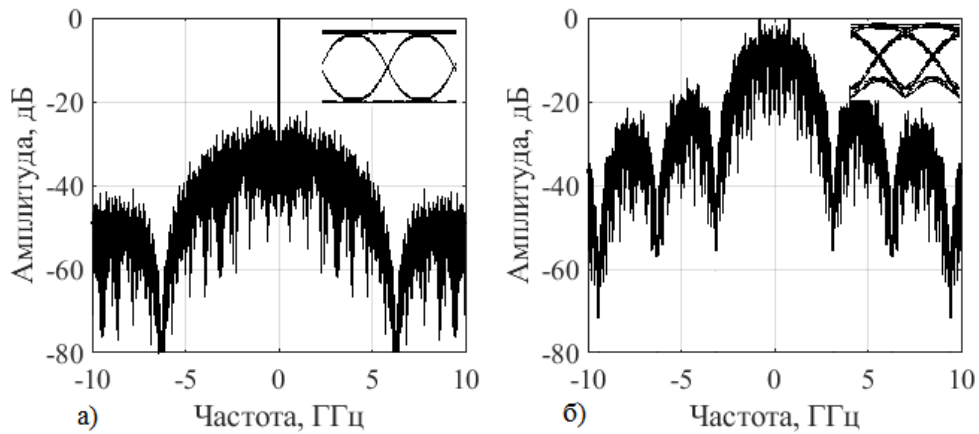


Рис. 5. Спектры информационных сигналов:

а) С использованием бинарного формата;

б) С использованием дубинарного формата.

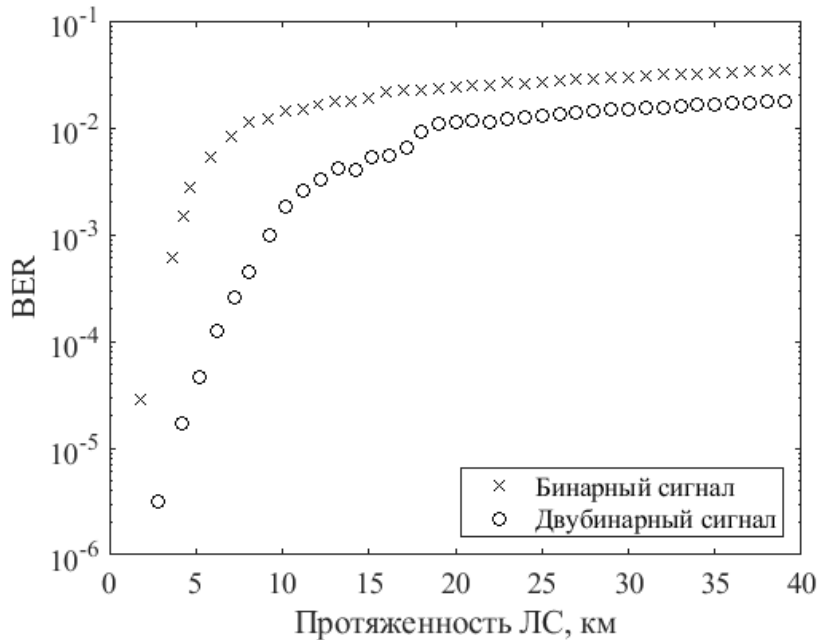


Рис. 6. Зависимость BER от дистанции при различных форматах сигнала.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

На рис. 3 и рис. 4 можно наблюдать результат воздействия моделируемых эффектов на полезный сигнал, при его прохождении по ОВ. С искажениями, накопленными, при прохождении полезного сигнала по ОВ частично справляется фильтр, расположенный на приемной стороне.

На рис. 5 приведены спектры моделируемых сигналов. На рис. 5а изображен спектр бинарного сигнала. В спектре сигнала присутствует низкочастотная составляющая. В отличие от спектра двубинарного сигнала, изображенного на рис. 5б, пик на несущей частоте отсутствует, что связано с тем, что в двубинарной последовательности присутствуют как положительные, так и отрицательные элементы. Энергия приблизительно равномерно распределена по частотам, расположенным в пределах центрального пика. Соответственно в сигнале отсутствуют компоненты с очень высокой энергией. Это приводит к уменьшению комбинационного рассеяния и вынужденного рассеяния Бриллюэна. Отсутствие пика на несущей частоте облегчает детектирование полезного сигнала.

На рис. 6 представлена зависимость BER от дистанции при использовании различных форматов сигнала. Как следует из формы графика на рис. 6 наблюдается рост дальности передачи при одних и тех же условиях, при этом расстояние составляет 4 км и обеспечивает передачу с заданной вероятностью появления ошибки, не превышающей ($BER < 10^{-5}$) для двубинарного формата. Увеличение вероятности появления ошибки для бинарного формата обусловлено худшей устойчивостью к хроматической дисперсии.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, разработанная в ходе выполнения данной работы модель ВОЛС позволяет учитывать следующие особенности распространения сигнала: влияние протяженности ЛС, устойчивость к накоплению шумов, а также устойчивость к ХД.

Проведенные с использованием модели вычислительные эксперименты позволили дать оценки производительности ВОЛС с использованием бинарного и двубинарного форматов в системах при различных условиях распространения сигнала.

В результате показано, что ВОЛС с использованием двубинарного формата превосходит системы с использованием бинарного формата с увеличением протяженности ЛС. Однако после 10-ти км можно наблюдать, что характеристики ВОЛС с использованием бинарного и двубинарного формата сравнимы.

В ближайшие годы увеличение производительности, речь идет как о дальности безошибочной передачи, так и о росте пропускной способности ВОЛС, будет основано на внедрении и совершенствовании спектрально эффективных форматов модуляции.

ЛИТЕРАТУРА

1. Govind P. Agrawal, Fiber-optic communication systems, Third edition, 2002, 529 с.
2. Xu C., Liu X., Linn F. Mollenauer, Comparison of Return-to-Zero Differential
3. Phase-Shift Keying and ON-OFF Keying in Long-Haul Dispersion Managed Transmission, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 15, April 2003, pp. 617–619.
4. Наний О. Е., Волков В. Г., Воронин В. Г., Камынин В. А. Исследование распространения световых импульсов в оптических волокнах, НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ ЯДЕРНОЙ ФИЗИКИ имени Д.В.СКОБЕЛЬЩИНА, 2011, 27с.
5. Shashi Jawa, R.K.Singh, Different Modulation Formats Used In Optical Communication System, *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering*, 2013, pp. 15-18.

6. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
7. Christophe Gosset, Nassima Boudrioua, Antoine Tan, Didier Grot, Thierry Guillosoou, Experimental performance comparison of duobinary formats for 40 Gb/s Long-Haul Transmission, *OPTICS EXPRESS*, 2012, 20 с.

REFERENCES

1. Govind P. Agrawal, *Fiber-optic communication systems*, Third edition, 2002, 529 p.
2. Xu C., Liu X., Linn F. Mollenauer, Comparison of Return-to-Zero Differential
3. Phase-Shift Keying and ON–OFF Keying in Long-Haul Dispersion Managed Transmission, *EEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 15, April 2003, pp. 617–619.
4. Naniy O. E., Volkov V. G., Voronin V. G., Kamynin V. A. Study of the propagation of light pulses in optical fibers, *SKOBELTSYN SCIENTIFIC RESEARCH INSTITUTE OF NUCLEAR PHYSICS*, 2011, 27p.
5. Shashi Jawla, R.K.Singh, Different Modulation Formats Used In Optical Communication System, *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering*, 2013, pp. 15-18.
6. Sklar B. *Digital communications. Fundamentals and Applications*, Ed. 2nd, corrected: trans. from English. – М.: Williams Publishing House, 2003. 1104 p.
7. Christophe Gosset, Nassima Boudrioua, Antoine Tan, Didier Grot, Thierry Guillosoou, Experimental performance comparison of duobinary formats for 40 Gb/s Long-Haul Transmission, *OPTICS EXPRESS*, 2012, 20 p.

МЕТОДИКА ВЫБОРА ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЦИФРОВОГО ДЕМОДУЛЯТОРА ЧМ-СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ СИСТЕМЫ ФАПЧ ВТОРОГО ПОРЯДКА ВТОРОГО ТИПА

Л.Э. Черноиванов¹, А. В. Гречишкин¹, Д. Н. Рахманин¹, А.Е. Рудь¹

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрена имитационная модель цифрового демодулятора ЧМ-сигнала, построенного на цифровом контуре фазовой автоподстройки частоты (ЦФАПЧ). Проведено моделирование со снятием зависимости отношения сигнал/шум (ОСШ) на выходе от входного ОСШ. Установлена возможность снижения порогового значения входного ОСШ, по сравнению с демодулятором на мгновенной частоте. Предложен критерий оценки эффективности работы демодулятора ЧМ-сигналов при передаче речи по каналу тоновой частоты (ТЧ-каналу). Предложена методика выбора значений собственной частоты и коэффициента затухания контурного фильтра ЦФАПЧ. Исследована работа модели демодулятора при больших значениях девиации частоты.

Ключевые слова: фазовая автоподстройка частоты, частотная модуляция, цифровая обработка сигналов, собственная частота, коэффициент затухания.

THE TECHNIQUE FOR SELECTING THE MAIN PARAMETERS OF THE DIGITAL FM-SIGNAL DEMODULATOR BASED ON A SECOND-ORDER TYPE 2 PLL

L. E. Chernoiavov¹, A. V. Grechishkin¹, D. N. Rachmanin¹, A.E. Rud¹

¹JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. The simulation model of a digital FM-signal demodulator built on a digital phase-locked loop (DPLL) is considered. The simulation was carried out to get the dependence of the signal-to-noise ratio (SNR) at the output from the input. The possibility of reducing the threshold value of the input SNR, compared with the arctangent detector, has been established. The criterion for evaluating the efficiency of the FM-signal demodulator for speech transmission over the tone frequency channel (TF-channel) is proposed. The technique is proposed for selecting the values of the natural frequency and damping factor of the DPLL loop filter. The operation of the demodulator model at large values of frequency deviation is investigated.

Keywords: Phase-locked frequency, frequency modulation, digital signal processing, natural frequency, damping factor.

1. ВВЕДЕНИЕ

При выборе алгоритма цифровой обработки сигналов (ЦОС) для демодуляции ЧМ-сигналов зачастую выбирают демодулятор на мгновенной частоте или алгоритм двойного дифференцирования квадратурных сигналов [1]. Однако в [1, 2] указывается, что использование контура ФАПЧ в качестве демодулятора сигналов с угловой модуляцией является оптимальным и может привести к снижению порогового значения входного ОСШ. Пороговым является значение входного ОСШ, ниже которого выходное ОСШ начинает резко убывать.

В [3-10] глубоко проработаны теоретические аспекты, касающиеся контуров фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). В частности, подробно рассмотрены классификации, математические модели контуров различных типов и порядков,

описаны основные параметры для синтеза системы ФАПЧ второго порядка второго типа – собственная частота ω_c рад/с и коэффициент затухания ζ [3], а также приведены примеры математического моделирования [4-7]. Однако в ходе обзора материала не было обнаружено методик выбора основных параметров контура ЦФАПЧ для демодуляции ЧМ-сигналов с заданной девиацией и полосой модулирующих колебаний в цифровой области.

Цель данной работы – на основе результатов имитационного моделирования предложить методику выбора основных параметров контура ЦФАПЧ второго порядка второго типа при реализации алгоритмов ЦОС демодуляции ЧМ-сигналов, обеспечивающих уменьшение порогового значения ОСШ на входе. Для этого необходимо решить следующие задачи:

1. Провести обзор математической модели контура ЦФАПЧ и основных расчетных соотношений;
2. Дать математическое определение пороговому значению ОСШ на входе;
3. Предложить критерий оценки эффективности работы демодулятора на цифровом контуре ФАПЧ для случая передачи речи по ТЧ-каналу;
4. Провести имитационное моделирование для сравнения результатов работы демодулятора на ЦФАПЧ и на мгновенной частоте при демодуляции гармонических сигналов в полосе ТЧ-канала при различных сочетаниях собственной частоты ω_c и коэффициента затухания ζ ;
5. Сформулировать методику выбора собственной частоты ω_c и коэффициента затухания ζ ЦФАПЧ на основе набора исходных данных.

2. ОБЗОР МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ЦФАПЧ И ОСНОВНЫХ РАСЧЕТНЫХ СООТНОШЕНИЙ

Структурная схема [3] контура ЦФАПЧ приведена на рисунке 1 и состоит из фазового детектора (ФД), фильтра нижних частот (ФНЧ) и генератора, управляемого кодом (ГУК). Демодуляция ЧМ-колебания, поступающего на вход схемы, обеспечивается за счет того, что напряжение на выходе ФНЧ пропорционально модулирующему колебанию. Для исследования был выбран контур ЦФАПЧ второго порядка второго типа, в связи с особенностями, описанными в [3].

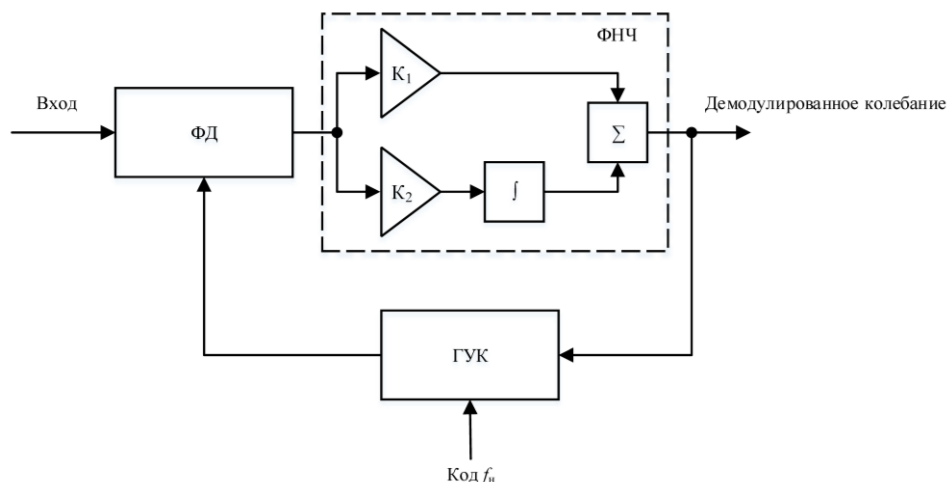


Рис. 1. Структурная схема контура

где f_n – частота несущей. Системная функция [11] контура:

$$H(z) = \frac{K_{\text{ФД}} K_{\text{ГУК}} (K_1(z-1) + K_2)}{(z-1)^2 + K_{\text{ФД}} K_{\text{ГУК}} K_1(z-1) + K_{\text{ФД}} K_{\text{ГУК}} K_2}, \quad (1)$$

где $K_{фд}$ – коэффициент усиления ФД;

$K_{гук}$ – коэффициентом пропорциональности ГУК.

Суть синтеза системы ЦФАПЧ заключается в расчете коэффициентов ФНЧ, при которых обеспечивается демодуляция сигнала с наилучшим качеством и контур является устойчивым. Для расчета коэффициентов цифрового фильтра нижних частот через собственную частоту ω_c и коэффициент затухания ζ , при фиксированных $K_{фд}$ и $K_{гук}$, рекомендации по определению которых даны в [3], необходимо связать z- и s-область и после преобразований, описанных в [5], получить:

$$K_1 = \frac{2\xi\omega_c T_d}{K_{фд}K_{гук}}, \quad (2)$$

$$K_2 = \frac{\omega_c^2 T_d^2}{K_{фд}K_{гук}}, \quad (3)$$

где T_d – период дискретизации.

3. ОПИСАНИЕ МОДЕЛИ

В основе разрабатываемой методики лежит сравнение двух алгоритмов демодуляции. Для исследования возможности снижения порогового значения в демодуляторе на ЦФАПЧ в качестве исходного для сравнения взят демодулятор на мгновенной частоте, математическая модель которого [12] описывается выражением (7).

$$s_{\text{вых}}[k] = \arctg\left(\frac{Q[k+1]}{I[k+1]}\right) - \arctg\left(\frac{Q[k]}{I[k]}\right), \quad (4)$$

где Q и I – квадратурные составляющие принятого модулированного сигнала.

В данной работе приведены результаты моделирования для ЧМ-сигнала с девиацией $\Delta f = 5.6$ кГц и модулирующим гармоническим сигналом, лежащим в полосе ТЧ-канала.

Для проведения имитационного моделирования была реализована модель, структурная схема которой приведена на рисунке 2. В модель в качестве входных параметров поступают: частота модулирующего колебания $f_{\text{мод}}$, частота несущей f_n , входное отношение сигнал/шум ОСШ_{вх}, собственная частота контура f_c , коэффициент затухания ζ . Результатом работы модели являются зависимости ОСШ_{вых}(ОСШ_{вх}), при различных сочетаниях параметров ζ , f_c и $f_{\text{мод}}$.

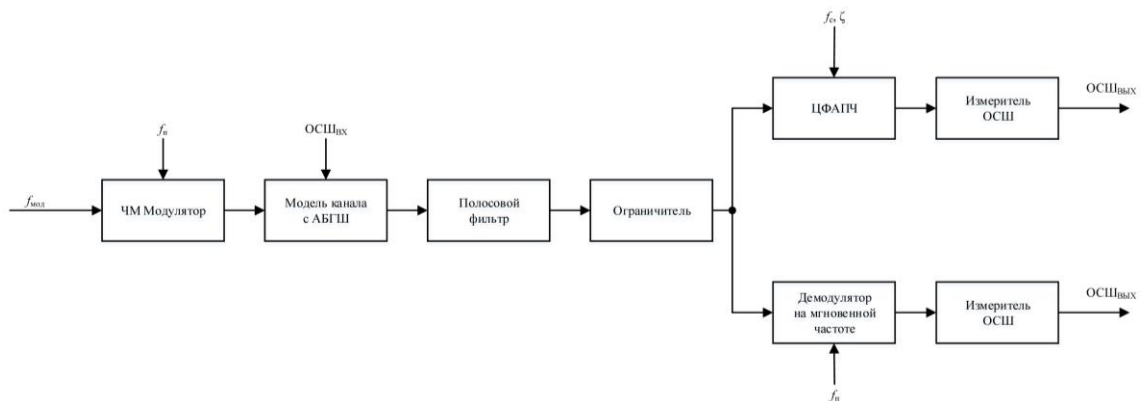


Рис. 2. Структурная схема модели

4. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОРОГОВОГО ЗНАЧЕНИЯ

Для поиска порогового значения предполагается аппроксимировать кривую зависимости $ОСШ_{\text{вых}}(ОСШ_{\text{вх}})$ двумя прямыми как показано на рисунке 3.

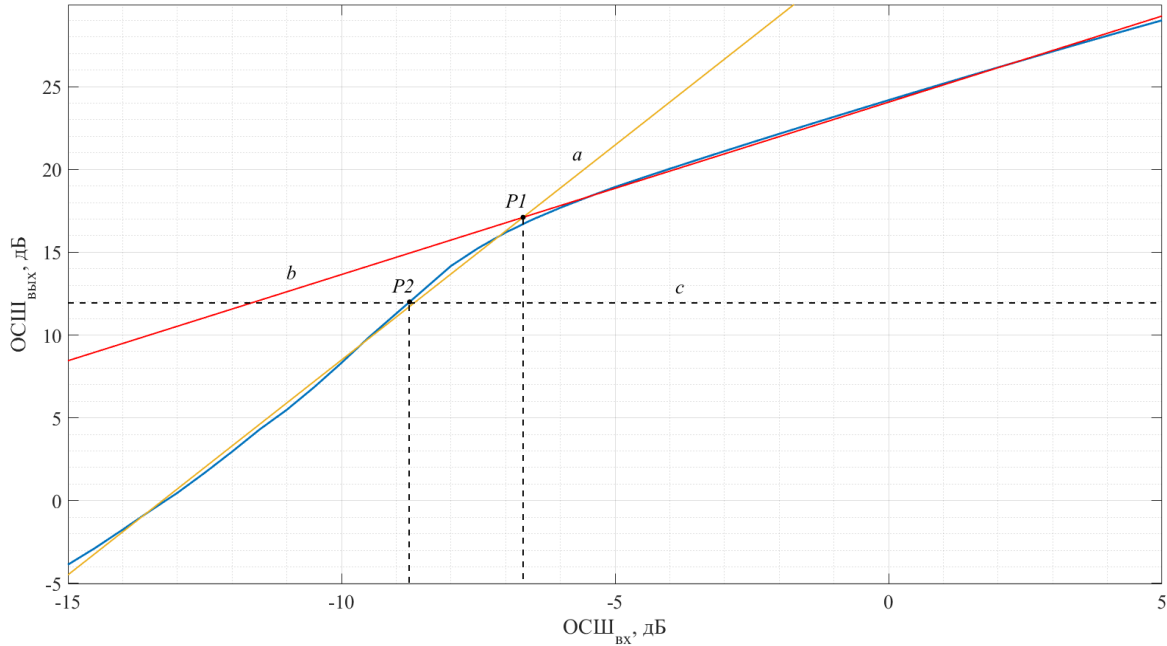


Рис. 3. Аппроксимация $ОСШ_{\text{вых}}(ОСШ_{\text{вх}})$

За пороговое значение примем абсциссу точки пересечения $P1$ аппроксимационных прямых a и b . Для построения прямой a берется n точек до момента «перегиба» ($\min\left(\frac{\partial^2 ОСШ_{\text{вых}}}{\partial ОСШ_{\text{вх}}^2}\right)$) и по наименьшему среднему квадратичному отклонению (СКО) рассчитываются коэффициенты уравнения прямой. Для прямой b берется m точек после «перегиба».

В практических целях уменьшение порогового значения может не представлять такого интереса, как улучшение чувствительности. Для ГЧ-каналов принято задавать выходное $ОСШ_{\text{вых}} = 12$ дБ, поэтому дополнительно в качестве параметра для сравнения в данной работе рассмотрим абсциссу точки $P2$ пересечения кривой зависимости $ОСШ_{\text{вых}}(ОСШ_{\text{вх}})$ и прямой c $ОСШ_{\text{вых}} = 12$ дБ.

5. ОПИСАНИЕ МЕТОДИКИ

Предлагаемая методика описывается алгоритмом, блок-схема которого представлена на рисунке 4, а имитационное моделирование является одним из его этапов.

Полученные при моделировании данные передаются в цикл, в котором вычисляются пороговые значения для двух схем демодуляции. Затем вычисляется разница Δ для оценки увеличения/уменьшения порогового значения. Итоговая оценка ε эффективности работы ЦФАПЧ формируется применением критерия оценивания к полученной разнице для всего диапазона модулирующих частот. И так для всех вариантов сочетаний ζ и f_c .

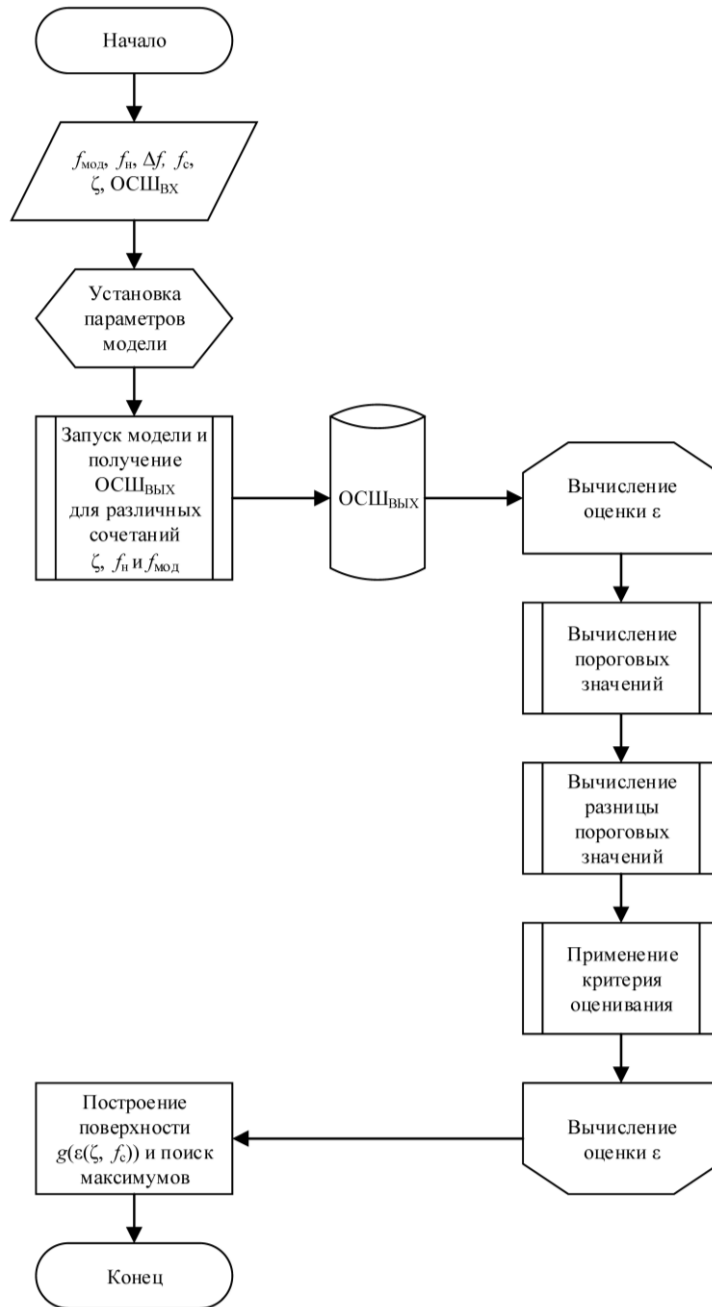


Рис. 4. Блок-схема алгоритма подбора параметров

6. ОПИСАНИЕ КРИТЕРИЯ ОЦЕНИВАНИЯ

Рассмотрим для примера передачу речи в ТЧ-канале ЧМ-сигналом. В качестве критерия оценивания можно предложить среднее арифметическое взвешенной разницы пороговых значений (5).

$$\varepsilon = \frac{\sum_{i=1}^n \Delta_i w_i}{\sum_{i=1}^n w_i}. \quad (5)$$

Весовые коэффициенты w_i для частот модулирующих колебаний ТЧ-канала приведены в табл. 1. Расчет производился на основе данных о речевом спектре [13].

Таблица 1. Весовые коэффициенты для ГЧ-сигнала

$f_{\text{мод}}, \text{Гц}$	Мощность речевого сигнала, дБ	$w_i, \text{дБ}$	w_i
300	66.4	0	1
600	61.3	-5.1	0.30903
900	56.6	-9.8	0.104713
1200	52.4	-14	0.039811
1500	50	-16.4	0.022909
1800	48.3	-18.1	0.015488
2100	46.7	-19.7	0.010715
2400	45.4	-21	0.007943
2700	44.2	-22.2	0.006026
3000	43	-23.4	0.004571
3400	41.5	-24.9	0.003236

7. РЕЗУЛЬТАТЫ ПРИМЕНЕНИЯ МЕТОДИКИ

Результатом работы алгоритма, представленного на рисунке 4, является поверхность $g(\varepsilon(\zeta, f_c))$, при следующих параметрах моделирования:

$f_n = 100 \text{ кГц}$ – частота несущей;

$\Delta f = 5600 \text{ Гц}$ – девиация частоты;

$F_d = 800 \text{ кГц}$ – частота дискретизации;

$K_{\text{фд}} = 1$ – коэффициент усиления фазового детектора;

$K_{\text{гук}} = 1/256$ – коэффициент пропорциональности ГУК;

ζ изменяется в пределах от 0.1 до 2 – коэффициент затухания;

f_c изменяется в пределах от 1000 до 5000 Гц – собственная частота контура;

$f_{\text{мод}}$ изменяется в пределах от 300 до 3400 Гц – частота модулирующего колебания;

$\text{ОСШ}_{\text{вх}}$ изменяется в пределах от -15 до 5 дБ – входное отношение сигнал/шум в полосе Найквиста.

На рисунке 5 представлена поверхность значений оценки ε эффективности работы демодулятора ЧМ-сигналов на контуре ЦФАПЧ по сравнению с демодулятором на мгновенной частоте для случая разницы пороговых значений.

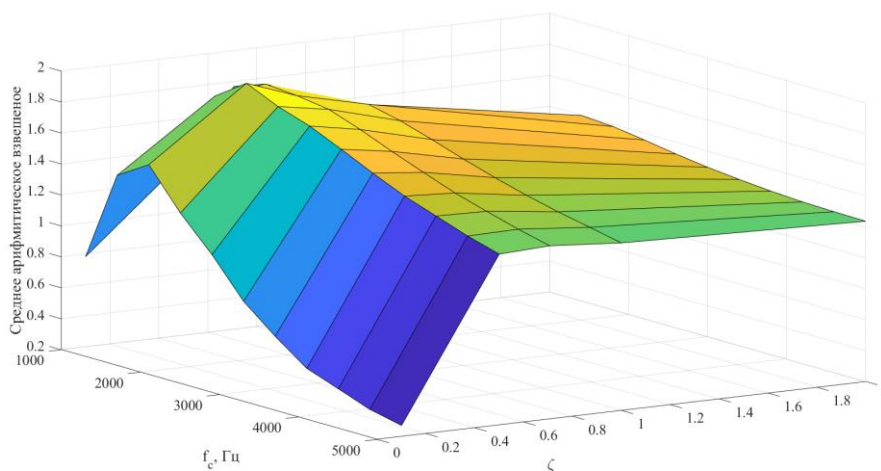


Рис. 5. Поверхность $g(\varepsilon(\zeta, f_c))$, оценка ε по разнице пороговых значений

На рисунке 6 представлена поверхность значений оценки ε эффективности работы демодулятора ЧМ-сигналов на контуре ЦФАПЧ по сравнению с демодулятором на мгновенной частоте для случая разницы абсцисс точки P_2 пересечения кривой зависимости $OSШ_{\text{ВЫХ}}(OSШ_{\text{ВХ}})$ и прямой с $OSШ_{\text{ВЫХ}} = 12$ дБ.

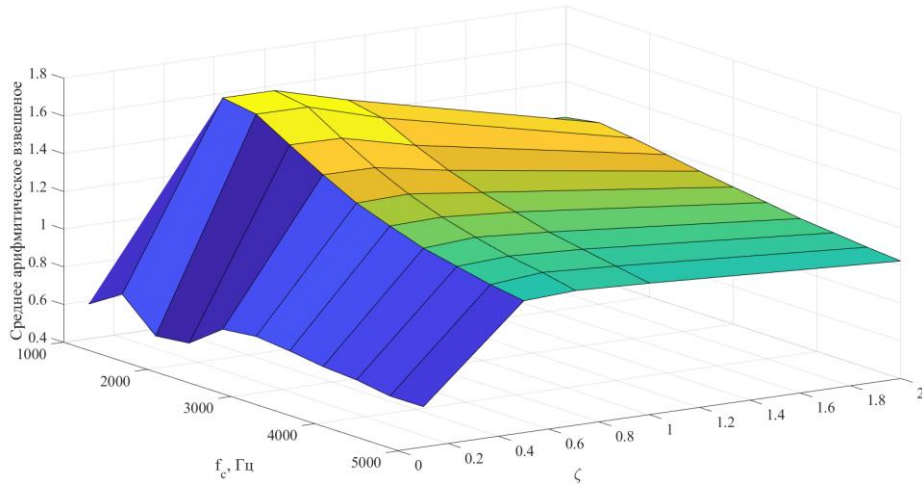


Рис. 6. Поверхность $g(\varepsilon(\zeta, f_c))$, оценка ε по разнице абсцисс точки пересечения значения 12 дБ

На поверхностях рисунков 5 и 6 имеется характерно выраженный максимум, в окрестности которого и предполагается выбирать значения параметров f_c и ζ .

8. ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ПРИ БОЛЬШИХ ЗНАЧЕНИЯХ ДЕВИАЦИИ ЧАСТОТЫ

На рисунках 7 и 8 приведены семейства кривых зависимости $OSШ_{\text{ВЫХ}}(OSШ_{\text{ВХ}})$ для демодулятора на контуре ЦФАПЧ и на мгновенной частоте для параметров моделирования из п. 7 и в частности при: $\Delta f = 5600$ Гц, $\zeta = 0.707$, $f_c = 1400$ Гц.

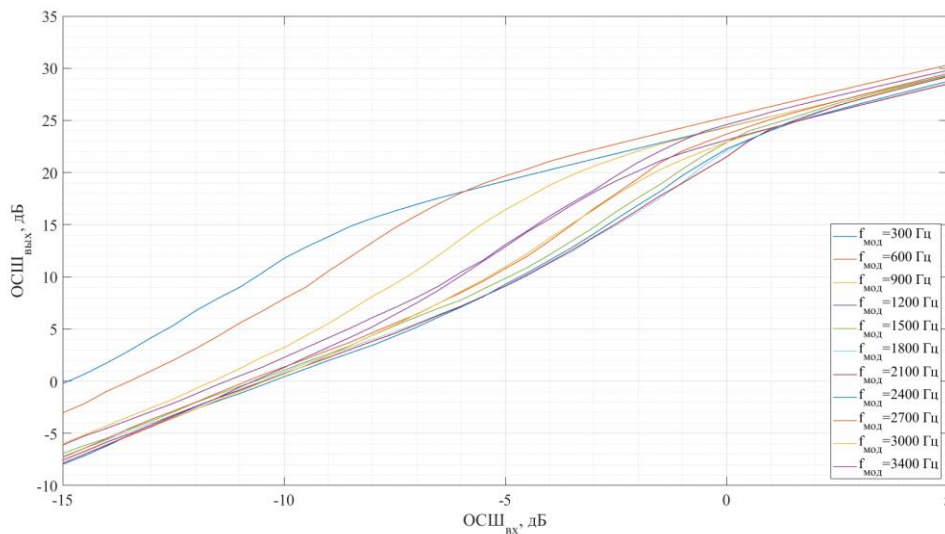


Рис. 7. Семейство кривых зависимости $OSШ_{\text{ВЫХ}}(OSШ_{\text{ВХ}})$ ЦФАПЧ

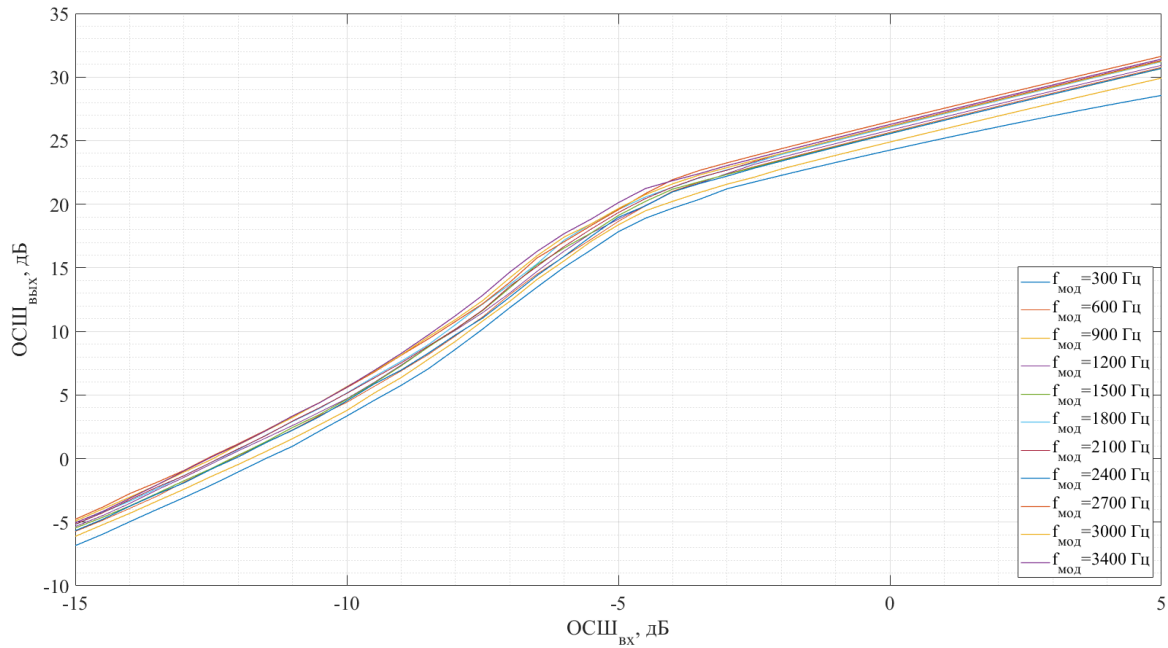


Рис. 8. Семейство кривых зависимости $OSШ_{\text{вых}}(OSШ_{\text{вх}})$ демодулятора на мгновенной частоте

Судя по приведенным рисункам, ЦФАПЧ второго типа второго порядка, возможно подойдет для демодуляции ЧМ-сигналов с высокими индексами модуляции.

Приведем аналогичные зависимости на рисунках 9 и 10 при увеличенной девиации частоты $\Delta f = 22400$ Гц и контура с параметрами $\zeta = 0.707$, $f_c = 7000$ Гц.

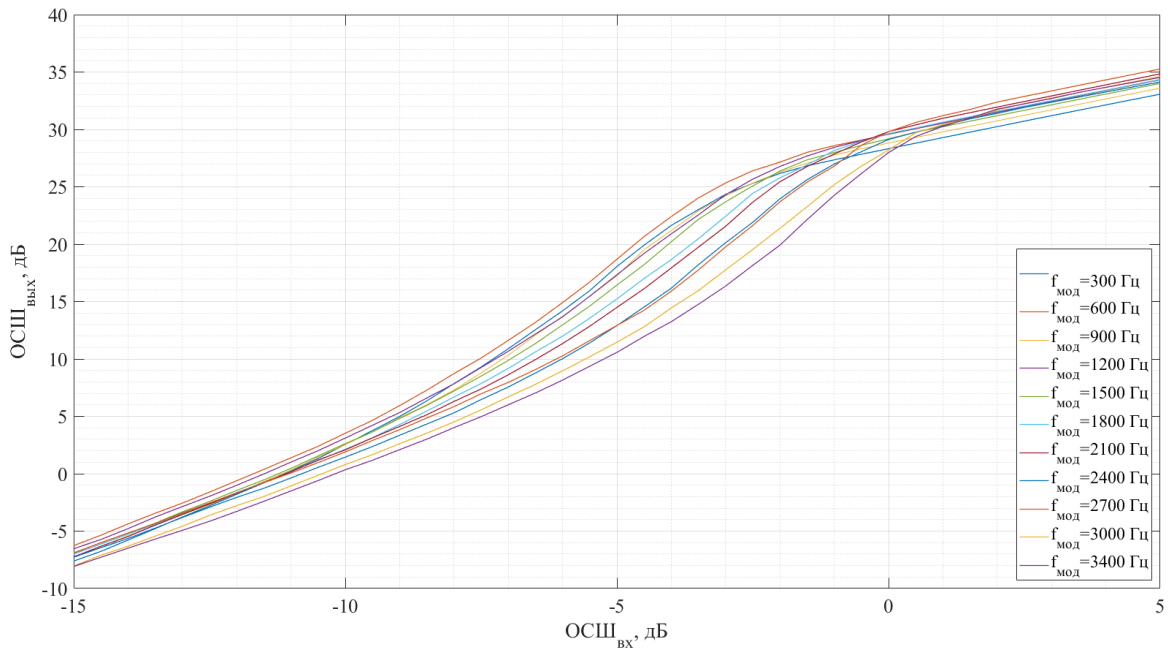


Рис. 9. Семейство кривых зависимости $OSШ_{\text{вых}}(OSШ_{\text{вх}})$ демодулятора на мгновенной частоте

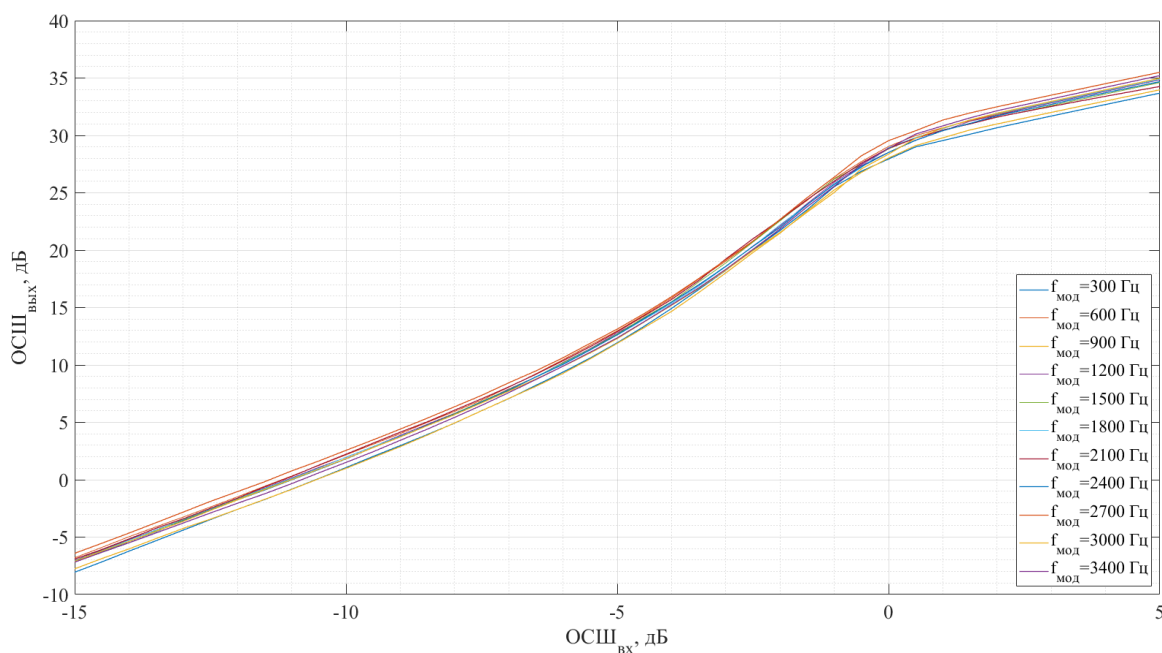


Рис. 10. Семейство кривых зависимости $OSШ_{\text{вых}}(OSШ_{\text{вх}})$ демодулятора на мгновенной частоте

Как видно, увеличение девиации частоты, а, следовательно, и индекса модуляции не приводит к качественным изменениям при демодуляции сигнала на реализованном контуре ЦФАПЧ по сравнению с демодулятором на мгновенной частоте. Одной из причин таких результатов, является расширение полосы пропускания полосового фильтра (рисунок 2) на входе приемника, в связи с чем уменьшилось ОСШ на входе приемника.

9. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе была предложена методика выбора основных параметров демодулятора ЧМ-сигналов на контуре ЦФАПЧ. Выбранные параметры позволили снизить пороговое значение $OSШ_{\text{вх}}$ для части исследуемого диапазона модулирующих колебаний и получить средневзвешенный выигрыш по выходному ОСШ больше 1.5 дБ. Проведенное исследование работы реализованной модели контура при больших значениях девиации частоты не позволило явно подтвердить или опровергнуть гипотезу о лучшем, по сравнению с демодулятором на мгновенной частоте, качестве демодуляции, что связано с неверным подходом к изменению ОСШ на входе приемника. Для оценки перспектив применимости данного подхода при проектировании демодуляторов связанных радиоприемных устройств необходимо рассмотреть работу демодулятора в реальных условиях и воздействия окрашенного шума после фильтра основной селекции.

Важным замечанием будет упоминание, что описанные результаты получены на основе моделирования с точностью *double*, с фиксированной частотой дискретизации, при воздействии АБГШ и измерении $OSШ_{\text{вх}}$ в полосе Найквиста, а не в полосе фильтра.

ЛИТЕРАТУРА

1. Marvin E. Frerking Digital Signal Processing in Communication Systems. – New York: Springer, 1994 – 624 p.

2. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Том II. Теория нелинейной модуляции. Нью-Йорк, 1971. Пер. с англ. Под ред. проф. В.Т. Горяинова. – М.: Советское радио, 1975 – 344 с.
3. Floyd M. Gardner Phaselock techniques. – 3rd ed. – New Jersey: John Wiley & Sons, 2005 – 425 p.
4. Neil Robertson. Digital PLL's Part 1 [электронный ресурс] // DSPRelated.com: [сайт]. [7 июня 2016]. URL: <https://www.dsprelated.com/showarticle/967.php>
5. Neil Robertson. Digital PLL's Part 2 [электронный ресурс] // DSPRelated.com: [сайт]. [15 июня 2016]. URL: <https://www.dsprelated.com/showarticle/973.php>
6. Neil Robertson. Digital PLL's Part 3 – Phaselock an NCO to an External Clock [электронный ресурс] // DSPRelated.com: [сайт]. [27 мая 2018]. URL: <https://www.dsprelated.com/showarticle/1177.php>
7. Mohamed K. Nezami, Ph.D., KI4CUA RF Architectures & DSP aspects of digital wireless transivers. – No publisher, 2003 – 513 p.
8. Борисов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи: основы теории и принципы реализации – М.: Наука, 2009 – 358 с. – ISBN 978-5-02-036943 (в пер.)
9. Романов С.К. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот: монография / Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В. – М.: Радио и связь, 2010 – 328 с.: ил.
10. Витерби Э.Д. Принципы когерентной связи. Нью-Йорк, 1966 г. Пер. с англ., под ред. Левина Б.Р. – М.: Советское радио, 392 с. – т. 9500 экз.
11. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов по спец. «Радиотехника» – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 2003 – 462 с.: ил.
12. Фаустов И.С. Радиоконтроль служебных параметров сигналов Bluetooth / Фаустов И.С., Токарев А.Б. Сладких В.А., Козьмин В.А., Крыжко И.Б. // Системы управления, связи и безопасности. – 2021. – № 3 с. 135-151.
13. Иванов В.И. Цифровые и аналоговые системы передачи: Учебник для Ц75 вузов / Иванов В.И., Гордиенко В.Н., Попов Г.Н. и др.; Под ред. Иванова В.И. – 2-е изд. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003 – 232 с.: ил.

REFERENCES

1. Marvin E. Frerking Digital Signal Processing in Communication Systems. – New York: Springer, 1994 – 624 p.
2. Harry L. Van Trees Detection, Estimation, and Modulation Theory. Part II. Nonlinear Modulation Theory. New York: John Wiley and Sons, Inc. 1975 – 344 p.
3. Floyd M. Gardner Phaselock techniques. – 3rd ed. – New Jersey: John Wiley & Sons, 2005 – 425 p.
4. Neil Robertson. Digital PLL's Part 1 [electronic resource] // DSPRelated.com: [website]. [june 7 2016]. URL: <https://www.dsprelated.com/showarticle/967.php>
5. Neil Robertson. Digital PLL's Part 2 [electronic resource] // DSPRelated.com: [website]. [july 15 2016]. URL: <https://www.dsprelated.com/showarticle/973.php>
6. Neil Robertson. Digital PLL's Part 3 – Phaselock an NCO to an External Clock [electronic resource] // DSPRelated.com: [website]. [may 27 2018]. URL: <https://www.dsprelated.com/showarticle/1177.php>
7. Mohamed K. Nezami, Ph.D., KI4CUA RF Architectures & DSP aspects of digital wireless transivers. – No publisher, 2003 – 513 p.
8. Borisov V.I. Noise immunity of radio communication systems: fundamentals of theory and principles of implementation. – М.: Science, 2009 – 358 p. – ISBN 978-5-02-036943

9. Romanov S.K. Pulse-phase auto-tuning systems in frequency synthesis and stabilization devices: monograph / Romanov S.K., Tikhomirov N.M., Lenshin A.V. – M.: Radio and communications, 2010 – 328 p.: il.
10. Andrew J. Viterbi Principles of Coherent Communication. New York: McGraw-Hill Book Company. 1966 – 392 p.
11. Baskakov S.I. Radio engineering circuits and signals: Textbook for universities on spec. «Radio Engineering» – 4th ed., reprint and add. – M.: Higher school., 2003 – 462 p.: il.
12. Faustov I.S. Radio monitoring of Bluetooth service parameters / Faustov I.S., Tokarev A.B., Sladkih V.A., Kozmin V.A., Kryzhko I.B. // Communication and security management systems. – 2021. – №3 135-151.
13. Ivanov V.I. Digital and analog transmission systems: Textbook for ts75 universities / Ivanov V.I., Gordienko V.N., Popov G.N. et al.; Ed. Ivanova V.I.– 2th ed. – M.: Hotline – Telecom, 2003 – 232 p.: il.

МОДЕЛЬ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПРИЕМА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ

Ю. В. Андреев

Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН (ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН), Москва, Россия

Аннотация. Предложена и исследована модель энергетического приема сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов для системы прямохаотической радиосвязи. Получены приближенные формулы для оптимального порога и вероятности ошибки приема. Показано, что точность приближения растет с увеличением базы хаотических радиоимпульсов; для инженерных расчетов достаточная точность достигается для базы $B \geq 200$. Модель и полученные результаты справедливы и для логарифмического детектора. Аналитическая модель позволяет существенно сократить длительность и трудоемкость расчетов хаотических систем связи, особенно многоэлементных систем и систем, обеспечивающих предельные дальности за счет увеличения базы сигнала (процессинга).

Ключевые слова: сверхширокополосные системы связи; энергетический детектор; динамический хаос; хаотический радиоимпульс; прямохаотические системы связи; детектор огибающей; логарифмический детектор.

MODEL OF ENERGY RECEPTION OF ULTRAWIDEBAND CHAOTIC RADIO PULSES

Yu. V. Andreyev

Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS (IRE RAS), Moscow, Russia

Abstract. A model of energy reception of ultra-wideband chaotic radio pulses for chaotic communication systems is proposed and investigated. Approximate formulas are obtained for the optimal threshold and the reception error probability. The accuracy of the approximation is shown to increase with an increase of the base of chaotic radio pulses (number of freedom degrees). For engineering purposes sufficient accuracy is achieved for the base $B \geq 200$. The model and the obtained results are also valid for the logarithmic detector. The analytical model can significantly reduce the time and complexity of the design of chaotic communication systems, especially multi-element systems and systems that provide maximum distance ranges by means of increasing the signal base.

Keywords ultrawideband communications; energy detector; chaotic radio pulse; direct chaotic communications; envelope detector; logarithmic detector.

1. ВВЕДЕНИЕ

Расчет характеристик систем связи, таких, как зависимость вероятности ошибки приема от отношения сигнал/шум, является одним из самых трудоемких этапов разработки, тем более что эти расчеты выполняются многократно для различных параметров системы и вариантов модуляции несущего сигнала. Прямые численные расчеты вероятности ошибки включают в себя моделирование прохождения множества радиоимпульсов через канал связи с шумом и детектирование их приемным устройством. Для получения вероятностей ошибки P необходимо произвести расчеты, как минимум, для $N = (10-100)/P$ радиоимпульсов; т.е. для вероятности $P = 10^{-4}$

необходимо промоделировать прием $N = 10^5 - 10^6$ радиоимпульсов. Заметим, что эта цифра растет обратно пропорционально требуемой вероятности ошибки.

Кроме того, время вычислений растет пропорционально длительности радиоимпульсов. Для систем с короткими импульсами, например, сверхширокополосными (СШП) ультракороткими импульсами, этот фактор не важен, однако в СШП системах связи на хаотических радиоимпульсах (прямохаотических системах связи, ПХСС) база сигнала может достигать значений $B = 100 - 1000$ и более. Особенно это касается систем, в которых ставится задача увеличения дальности связи за счет снижения скорости передачи и, соответственно, увеличения длительности радиоимпульса T_p , а значит и базы сигнала $B = 2T_p W$, где W – ширина полосы частот хаотического радиоимпульса.

В связи с этим актуальной является задача создания аналитической модели некорреляционного приема СШП хаотических радиоимпульсов для СШП хаотических систем связи. Ранее аналитические модели приема именно СШП хаотических радиоимпульсов не создавались.

2. МОДЕЛЬ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПРИЕМА

В докладе представляется и исследуется аналитическая модель энергетического приема на основе детектора огибающей (рисунок 1). Для начала, рассматривается квадратичный детектор, сигнал на выходе которого пропорционален мгновенному значению мощности радиоимпульса на входе. В разделе 4 рассматривается также применение логарифмического детектора. Канал связи статический; шум в канале – аддитивный гауссовский; эффектами многолучевого распространения пренебрегаем.

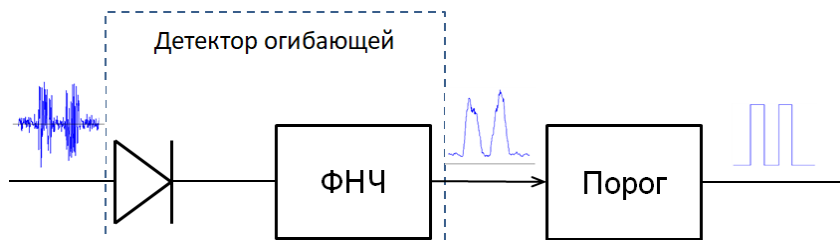


Рис. 1. Приемник на основе детектора огибающей.

Рассматривается ортогональная система сигналов, в которой символ '1' кодируется наличием СШП хаотического радиоимпульса на предписанной временной позиции, а символ '0' – отсутствием радиоимпульса на этой позиции. Считается, что символы передаются в среднем равновероятно, т.е. $p(0) = p(1) = 1/2$.

Преобразования сигнала в приемнике

Энергетический приемник состоит из квадратичного устройства (на рисунке 1 показан в виде диода) и интегратора (его роль выполняет фильтр нижних частот, ФНЧ).

Обозначим радиочастотный сигнал на входе детектора $X(t)$. Требуется обнаружить радиоимпульс на известной временной позиции $[0, T_p]$, где T_p – длина радиоимпульса. Для этого необходимо различить два случая:

$$\begin{cases} X_1(t) = s(t) + \xi(t), & \text{символ «1»} \\ X_0(t) = \xi(t), & \text{символ «0»} \end{cases} \quad (1)$$

где $s(t)$ – несущий хаотический сигнал, $\xi(t)$ – шум канала. Полоса частот несущего сигнала и шума ограничена $[f_{lo}, f_{up}]$.

После прохождения сигнала $X(t)$ через детектор с квадратичной характеристикой (рисунок 1) получаем сигнал $X^2(t)$. Так как фильтр низких частот является интегратором,

сигнал на его выходе пропорционален энергии входного сигнала на некотором предшествующем временном интервале (окне) T_w . Зададим $T_w = T_p$, тогда в момент времени $t = T_p$ отсчет сигнала на выходе детектора огибающей $X_D(T_p)$ равен энергии радиоимпульса на интервале $[0, T_p]$, т.е. E_1 для символа «1» или E_0 для символа «0». (Здесь и далее подстрочные знаки «1» и «0» в обозначениях переменных и функций относятся к случаям наличия или отсутствия импульса.)

Раскроем выражение для E_1 .

$$E_1 = \int_0^T (s(t) + \xi(t))^2 dt = \int_0^T s^2(t) dt + \int_0^T \xi^2(t) dt + 2 \int_0^T s(t)\xi(t) dt \quad (2)$$

Хаотический сигнал $s(t)$ и гауссова помеха $\xi(t)$ являются взаимно некоррелированными случайными (псевдослучайными) величинами с нулевым средним, поэтому кросскорреляционным членом в (2) можно пренебречь.

Для дальнейшего анализа удобно перейти от непрерывного представления сигналов к дискретному, т.е.

$$E_1 = \sum_{i=1}^n s_i^2 + \sum_{i=1}^n \xi_i^2, \quad (3)$$

$$E_0 = \sum_{i=1}^n \xi_i^2. \quad (4)$$

Здесь s_i и ξ_i – независимые отсчеты на интервале $[0, T_p]$. Согласно теореме Котельникова отсчеты следует брать через интервалы времени $\Delta t = 1/2W = \frac{1}{2(f_{up}-f_{lo})}$.

Число таких отсчетов равно $n = \frac{T_p}{\Delta t} = 2T_p W = B$, где B – база сигнала.

Энергия E_0 в выражении (4) есть сумма квадратов отсчетов случайной помехи. Поскольку шум на входе детектора считаем гауссовым, отсчеты шума можно описать нормальным распределением $N(0, \sigma_{noise}^2)$. Соответственно, сумма квадратов таких отсчетов описывается распределением χ -квадрат с n степенями свободы с моментами $E[\chi] = n\sigma_{noise}^2$, $D[\chi] = 2n\sigma_{noise}^2$, которое при больших n можно приближенно описать [1] нормальным распределением $N(n\sigma_{noise}^2, 2n\sigma_{noise}^4)$. В практических приложениях прямохаотической связи условие $n \gg 1$ уверенно выполняется [2, 3], поэтому E_0 можно с хорошей точностью аппроксимировать выражением

$$E_0 = \sum_{i=1}^n \xi_i^2 = n\sigma_{noise}^2 + \zeta_{noise}, \quad (5)$$

где ζ_{noise} – случайная величина, описываемая нормальным распределением $N(0, 2n\sigma_{noise}^4)$

Аналогично рассмотрим оценку энергии на позиции радиоимпульса E_1 . Заметим, что она фактически не содержит информации о характере носителя информации (хаотический, регулярный, модуляционный тип и т.д.). Однако природа носителя проявляется в статистике значений E_1 .

Модель хаотического сигнала

Радиоимпульсы можно описать тремя переменными: амплитудой, частотой и фазой: $X(t) = A(t)\cos(\omega(t)t + \varphi(t))$. Хаотические колебания, генерируемые нелинейной динамической системой, могут быть хаотичными в каждой переменной. Например, одни хаотические системы производят колебания с хаотической амплитудой (например, [4]), тогда как некоторые другие системы (или те же самые системы с другим набором параметров) дают колебания с почти постоянной амплитудой, но хаотически меняющейся фазой [5]. Однако обычно хаотическими являются все три переменные хаотического сигнала. Различные типы хаотических сигналов, соответствующие модели

таких сигналов и их влияние на характеристики прямохаотической системы связи были проанализированы в работах [6-7].

Там были исследованы три статистические модели хаотического сигнала с ограниченной полосой пропускания: (А) «телеграфный» сигнал, (Б) псевдослучайный сигнал с гауссовым распределением амплитуды и (В) псевдослучайный сигнал с равномерным распределением [6]. «Телеграфный» сигнал, отсчеты которого представляют собой случайную последовательность «-1» и «1», можно использовать в качестве модели фазового хаоса, т.е. колебаний с постоянной амплитудой, но хаотически колеблющейся фазой. Легко видеть, что в этом случае энергия радиоимпульсов практически постоянна, а ее статистика неотличима от статистики классических радиоимпульсов с синусоидальным заполнением. Вторая модель сигнала (полосно-ограниченный гауссов шум), используется для описания общего типа сигналов с хаотической амплитудой, в которых все три переменные колебаний являются хаотическими. Несмотря на общий характер этой модели, она не полностью соответствует практически реализуемым хаотическим сигналам, поскольку допускает сколь угодно большие (хотя и маловероятные) амплитуды, тогда как сигналы реальных физических систем не могут принимать бесконечные значения. Чтобы добиться лучшего соответствия, авторы [6] предложили третью модель – псевдослучайный сигнал с равномерно распределенными отсчетами.

В работах [6-7] было показано, что «фазовый хаос» обеспечивает лучшие характеристики системы связи в плане вероятности ошибки (BER), чем «амплитудный хаос», поскольку изменения энергии радиоимпульсов с фазо-хаотическим заполнением незначительны, тогда как для сигнала с хаотической амплитудой такие изменения существенны, поскольку они представляют собой дополнительную помеху к шуму системы.

В этом исследовании рассматривается модель «амплитудного хаоса», как более общий случай.

При достаточно широкой полосе $[f_{lo}, f_{up}]$ дискретные выборки хаотического сигнала s_i с плоской спектральной характеристикой, взятые с тем же шагом Δt , с хорошей точностью могут быть описаны нормальным распределением с нулевым средним и дисперсией $D = \sigma_{chaos}^2$.

Тогда в выражении (3) для E_1 , значения энергии радиоимпульса $\sum s_i^2$ тоже описываются распределением хи-квадрат, которое так же, как в выражении для E_0 , можно аппроксимировать нормальным распределением. В этом случае,

$$E_1 = \sum_{i=1}^n s_i^2 + \sum_{i=1}^n \xi_i^2 = n(\sigma_x^2 + \sigma_{ш}^2) + \zeta_x + \zeta_{ш} = \zeta_{\Sigma}, \quad (6)$$

где ζ_{Σ} – отсчеты с нормальным распределением $N(n(\sigma_{chaos}^2 + \sigma_{noise}^2), 2n(\sigma_{chaos}^2 + \sigma_{noise}^2)^2)$. Для удобства, введем параметр $\gamma = \frac{\sigma_{chaos}^2}{\sigma_{noise}^2}$, тогда распределение записывается немного проще $N(n\sigma_{noise}^2(1 + \gamma), 2n\sigma_{noise}^4(1 + \gamma)^2)$.

Распределения энергии и оптимальный порог

Таким образом, распределения отсчетов энергии аппроксимированы в модели следующими функциями:

$$w_0(x) = \frac{1}{\sigma_{noise}^2 \sqrt{4\pi n}} e^{-\frac{(x-E_0)^2}{4n\sigma_{noise}^4}}, \quad (7)$$

$$w_1(x) = \frac{1}{(1+\gamma)\sigma_{noise}^2 \sqrt{4\pi n}} e^{-\frac{(x-E_1)^2}{4n\sigma_{noise}^4(1+\gamma)^2}} \quad (8)$$

где $\langle E_0 \rangle = n\sigma_{noise}^2$ и $\langle E_1 \rangle = \langle E_0 \rangle(1 + \gamma)$ являются средними значениями энергии принятого сигнала на интервале $[0, T_p]$ соответственно при отсутствии и наличии радиоимпульса.

Чтобы различить принятые символы, введем порог для энергии импульса X_T : считаем, что принят символ “0”, если отсчет X_D на выходе детектора огибающей ниже порога, т.е. $X_D(T) < X_T$; в противном случае, считаем, что принят символ “1”.

Вероятность ошибки P_{err} складывается из вероятностей ложного обнаружения для каждого из символов (соответствует заштрихованной области на рисунке 2). С учетом вероятности передачи символов $p(0) = p(1) = 1/2$, получаем

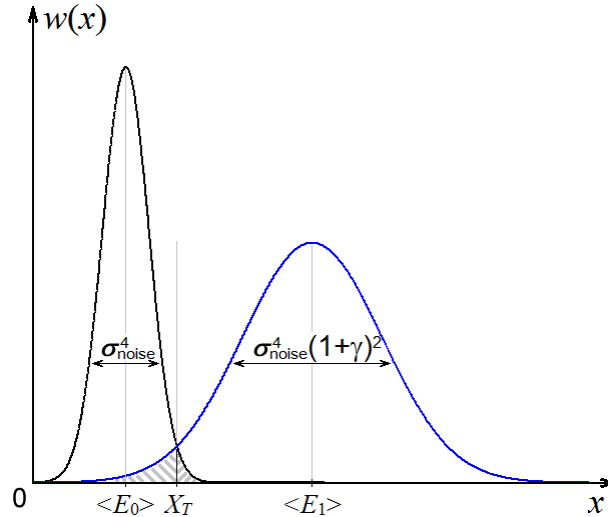


Рис. 2. Функции распределения энергии для символов “0” и “1”.

$$P_{err} = P_{err,0} + P_{err,1} = \frac{1}{2} \int_{X_T}^{\infty} w_0(x) dx + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{X_T} w_1(x) dx. \quad (9)$$

Оптимальный порог получаем путем минимизации функционала $P_{err}(x)$. Нетрудно показать, что минимум достигается при пороге X_T , заданном уравнением

$$w_1(X_T) = w_0(X_T). \quad (10)$$

Приравниваем правые части выражений (7) и (8), вводим новую переменную $y = x/\langle E_0 \rangle = x/(n\sigma_{noise}^2)$ и после преобразований получаем квадратное уравнение

$$y^2 - 2 \frac{1+\gamma}{2+\gamma} y - \frac{4}{n} \frac{(1+\gamma)^2}{((1+\gamma)^2 - 1)} \ln + \ln(1 + \gamma) = 0, \quad (11)$$

которое имеет два действительных корня: один отрицательный (его отбрасываем), а второй положительный, который и дает явное выражение для оптимального порога:

$$\frac{X_T}{\langle E_0 \rangle} = \frac{1+\gamma}{2+\gamma} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4}{B} \frac{2+\gamma}{\gamma} \ln((1 + \gamma))} \right). \quad (12)$$

В выражении (12) параметр $B = 2WT_p$ – база (или процессинг, или число степеней свободы) сигнала, а $\gamma = \frac{\sigma_{chaos}^2}{\sigma_{noise}^2}$ – параметр, который можно рассматривать как своего рода отношение сигнал/шум (SNR) на входе приемника. Фактически, $SNR = \frac{P_{chaos}}{P_{noise}} = \frac{\gamma}{2}$

(при $p(0) = p(1) = 1/2$), поскольку средняя мощность сигнала P_{chaos} равна половине мощности импульса (так как на позициях нулевых символов мощность равна нулю).

Вероятность ошибки приема

Зная оптимальный порог, вводя выражение $Y_T = X_T / \langle E_0 \rangle$ и используя симметрию $w_1(x)$, получаем следующее аналитическое решение для вероятности ошибки приема сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов с большой базой ($B \gg 1$):

$$P_{err} = \frac{1}{2} Q \left(\sqrt{\frac{B}{2}} (Y_T - 1) \right) + \frac{1}{2} Q \left(\sqrt{\frac{B}{2}} \left(1 - \frac{Y_T}{1+\gamma} \right) \right), \quad (13)$$

где $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ – дополнительная кумулятивная функция нормального распределения; B – база сигнала; Y_T – порог, нормированный на среднюю энергию шума $\langle E_0 \rangle$; параметр $\gamma = 2 \cdot \text{SNR}$.

Вероятность ложной тревоги P_{FA} можно определить как вероятность обнаружения символа ‘1’ вместо фактически переданного символа ‘0’. Тогда

$$P_{FA} = \frac{1}{2} \int_{X_T}^\infty w_0(x) dx = \frac{1}{2} Q \left(\sqrt{\frac{B}{2}} (Y_T - 1) \right). \quad (14)$$

3. СРАВНЕНИЕ АНАЛИТИЧЕСКИХ И РАСЧЕТНЫХ ОЦЕНОК ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБКИ ПРИЕМА

Сравним теоретические оценки (13) с результатами численного моделирования. На рисунке 3 численные оценки вероятности показаны маркерами, а аналитические оценки – непрерывными кривыми. Чтобы получить численные оценки для заданного значения отношения сигнал/шум на бит (E_b/N_0), набиралась статистика E_0 и E_1 на 10^6 - 10^7 хаотических радиоимпульсах с базой B , затем оценивалась площадь под перекрывающимися «хвостами» распределений (заштрихованные области на рисунке 2), значение этой площади фактически и представляет собой вероятность ошибки приема.

Чтобы перейти от отношения сигнал/шум на точку (SNR) к более привычной для импульсных сигналов форме E_b/N_0 , выполним следующие простые преобразования:

$$\text{SNR} = \frac{\langle P_{chaos} \rangle}{\langle P_{noise} \rangle} = \frac{E_b}{T_p} \cdot \frac{1}{N_0 W} = \left(\frac{E_b}{N_0} \right) \cdot \frac{2}{2T_p W} = \left(\frac{E_b}{N_0} \right) \cdot \frac{2}{B}, \quad (15)$$

где E_b – средняя энергия бита; T_p – длительность радиоимпульса; N_0 – спектральная плотность шума; W – ширина полосы СШП сигнала; $B = 2WT_p$ – база сигнала. Итак,

$$\frac{E_b}{N_0} = \text{SNR} \cdot \frac{B}{2}. \quad (16)$$

Как можно видеть на рисунке 3, при малых значениях базы сигнала B аналитические и численные оценки с увеличением E_b/N_0 расходятся, что означает, что при малых значениях базы B теоретические оценки (13) не очень точны.

Однако с ростом базы B расхождение уменьшается и становится незначительным. Расхождение аналитических и численных оценок объясняется аппроксимацией распределения хи-квадрат нормальным распределением, а точность аппроксимации возрастает при $B = n \rightarrow \infty$. Как видно из рисунка 3, если для $B = 100$ при $P_{err} = 10^{-4}$ разница в значениях E_b/N_0 между расчетным и аналитическим графиками составляет

около 0.6 дБ, то для $B = 200$ она становится уже меньше 0.2 дБ, что является вполне приемлемой точностью при разработке практических систем.

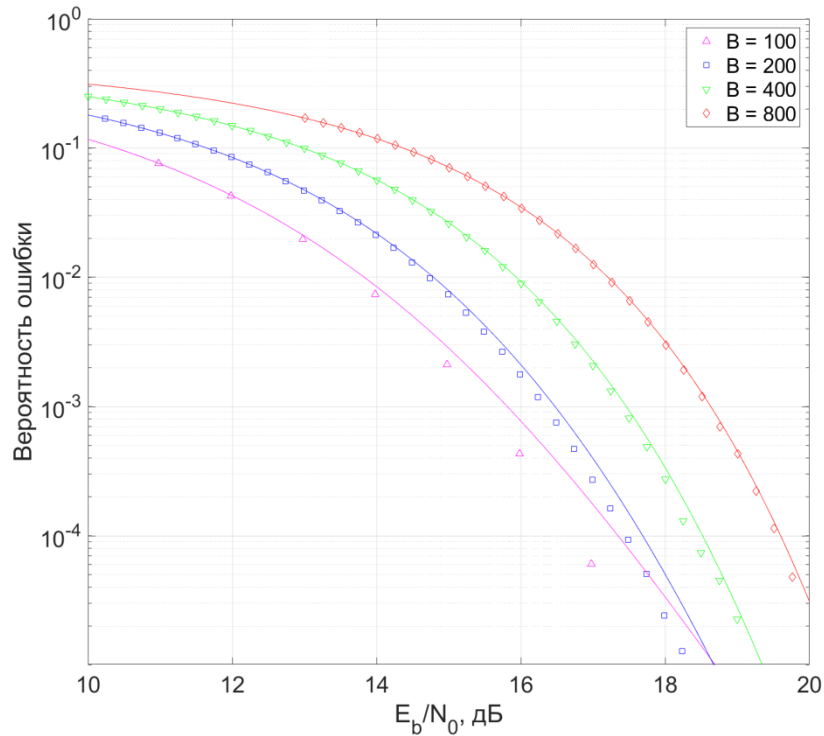


Рис. 3. Зависимость вероятности ошибки приема P_{err} от E_b/N_0 и базы сигнала B .

Таким образом, для $B \geq 200$ представленная модель энергетического приема позволяет оценить вероятность ошибки с точностью, достаточной для инженерных расчетов.

4. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ПРИЕМ С ПОМОЩЬЮ ЛОГАРИФМИЧЕСКОГО ДЕТЕКТОРА

В докладе рассмотрен энергетический приемник с квадратичным детектором, который может быть реализован, например, на полупроводниковом диоде. При правильном согласовании постоянной времени ФНЧ и длительности хаотического радиоимпульса, амплитуда огибающей радиоимпульса пропорциональна энергии (а значит, и мощности) хаотического радиоимпульса.

Однако с технической точки зрения более предпочтительным является использование в приемнике логарифмического детектора, поскольку он имеет существенно больший динамический диапазон по мощности входного сигнала. Поэтому в данной работе была также проанализирована модель энергетического приема на основе логарифмического детектора.

Было показано, что описанная выше модель и полученные результаты применимы и к логарифмическому детектору. Это объясняется тем, что напряжение на выходе логарифмического детектора пропорционально логарифму входной мощности, т.е. с точки зрения математики от детектора огибающей (возведение в квадрат + интегрирование) логарифмический детектор отличается добавлением функции логарифмирования (возведение в квадрат + интегрирование + логарифм).

При этом статистика выходных значений логарифмического детектора остается случайной, и в соответствии с центральной предельной теоремой [1] она также стремится к нормальному распределению. Моделирование показывает, что даже внешний вид функций распределения остается таким же, как на рисунке 2 (хотя и

меняется масштаб по оси X). Очевидно, все дальнейшие математические расчеты справедливы, поэтому результаты приведенной выше модели можно использовать и для оценки характеристик приемника с логарифмическим детектором.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В докладе впервые разработана и исследована аналитическая модель энергетического приема *сверхширокополосных хаотических* радиоимпульсов с *большой базой*.

Сверхширокополосный характер хаотического сигнала дает возможность моделировать его случайными отсчетами с нормальным распределением. Большая база (число степеней свободы) $B = 2WT_p \gg 1$ хаотических радиоимпульсов позволяет аппроксимировать статистики энергии радиоимпульса нормальными распределениями. Благодаря этому, получены аналитические выражения для таких характеристик энергетического приема, как вероятности обнаружения и ложной тревоги, а также оптимального порога.

Областью применения предлагаемой модели являются, прежде всего, системы сверхширокополосной связи, основанные на хаотических радиоимпульсах. Для разработчика систем связи граница применимости этой модели может быть выражена как $B = 200$, поскольку при этом для вероятности ошибки $P_{err} = 10^{-4}$ численные и аналитические оценки отличаются менее чем на 0.2 дБ по шкале отношения сигнал/шум E_b/N_0 , чего вполне достаточно для инженерных расчетов. С увеличением базы сигнала точность модели быстро растет.

Как отмечено во Введении, трудоемкость расчета характеристик приема СШП хаотических радиоимпульсов путем численного моделирования растет, по меньшей мере, пропорционально базе сигнала; как следствие, расчет систем хаотической связи с большой базой предъявляет высокие требования к вычислительному устройству. Поэтому такие расчеты можно заменить вычислениями по аналитическим формулам, тем более, что их точность с увеличением базы сигнала только увеличивается. А в области малых баз, там, где приближенные аналитические оценки становятся неточны, достаточно эффективно можно использовать численное моделирование.

Таким образом, данная аналитическая модель в сочетании с численным моделированием «закрывает» проблему расчета характеристик СШП хаотических систем связи.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена в рамках Государственного задания ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

ЛИТЕРАТУРА

1. Montgomery D.C., Runger G.C. Applied Statistics and Probability for Engineers. 6th ed. Wiley, 2014.
2. Dmitriev A.S., Kyarginsky B.E., Panas A.I., Starkov S.O. Experiments on ultra wideband direct chaotic information transmission in microwave band // Int. J. Bifurcation and Chaos, 2003, vol. 13, no. 6, pp. 1495-1507.
3. Andreyev Yu.V., Dmitriev A.S., Efremova E.V., Khilinsky A.D., Kuzmin L.V. Qualitative theory of dynamical systems, chaos and contemporary communications // Int. J. Bifurcation and Chaos, 2005, vol. 15, no. 11, pp. 3639-3651
4. Rössler, O.E., Letellier, C. Chaos: The World of Nonperiodic Oscillations. Springer. 2020.

5. Rosenblum, M., Pikovsky, A., Kurths, J. Phase synchronization in noisy and chaotic oscillators. In: Stochastic Dynamics. Lecture Notes in Physics. Schimansky-Geier, L., Pöschel, T., Eds. Berlin, Heidelberg: Springer. 2007.
6. Dmitriev, A.S., Hasler, M., Panas, A.I., Zakharchenko, K.V. Basic principles of direct chaotic communications. In: Synchronization: Theory and Application. Pikovsky, A., Maistrenko, Yu., Eds. Amsterdam: Springer. 2003. pp. 41–63.
7. Дмитриев А.С., Широков М.Е. Выбор генератора для прямохаотической системы связи // Радиотехника и электроника, 2004, т. 49, №7, с. 840-849.

REFERENCES

1. Montgomery, D.C., Runger, G.C. Applied Statistics and Probability for Engineers. 6th ed. Wiley, 2014.
2. Dmitriev, A.S., Kyarginsky, B.E., Panas, A.I., Starkov, S.O. Experiments on ultra wideband direct chaotic information transmission in microwave band // Int. J. Bifurcation and Chaos, 2003, vol. 13, no. 6, pp. 1495-1507.
3. Andreyev, Yu.V., Dmitriev, A.S., Efremova, E.V., Khilinsky, A.D., Kuzmin, L.V. Qualitative theory of dynamical systems, chaos and contemporary communications // Int. J. Bifurcation and Chaos, 2005, vol. 15, no. 11, pp. 3639-3651.
4. Rössler, O.E., Letellier, C. Chaos: The World of Nonperiodic Oscillations. Springer. 2020..
5. Rosenblum, M., Pikovsky, A., Kurths, J. Phase synchronization in noisy and chaotic oscillators. In: Stochastic Dynamics. Lecture Notes in Physics; Schimansky-Geier, L., Pöschel, T., Eds.; Springer: Berlin, Heidelberg, 2007; Volume 484, pp. 232-244.
6. Dmitriev, A.S., Hasler, M., Panas, A.I., Zakharchenko, K.V. Basic principles of direct chaotic communications. In: Synchronization: Theory and Application; Pikovsky, A., Maistrenko, Yu., Eds.; Springer: Amsterdam, Netherlands. 2003. pp. 41–63..
7. Dmitriev, A.S., Shirokov, M.E. Choice of generator for a direct chaotic communications system // J. Comm. Technology and Electronics, 2004, vol. 49, pp. 790-798.

НЕОРТОГОНАЛЬНОЕ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ В НИСХОДЯЩЕМ КАНАЛЕ МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА В ОБЛАСТИ МОЩНОСТИ В СИСТЕМАХ 5G И 6G

А. Исса, А.С. Ишимов, Н.В. Савищенко

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

Аннотация. Интернет всего (Internet of everything - IoE), как система, объединяющая предметы, данные, процессы и людей, виртуальная реальность (Virtual reality - VR), автономное вождение, голографическая связь и наземная сотовая космическая сеть для связи удаленных или непокрытых регионов — вот несколько примеров новых приложений, которые составляют основу системной архитектуры 6G, для которой потребуются более высокие скорости передачи данных и меньшее время задержки, нежели могут предложить сети 5G. Несмотря на то, что предстоящие выпуски за пределами 5G (B5G) включают в себя некоторые ключевые концепции, определенные видением 6G, в то время, как видение 6G должно быть сосредоточено на важных факторах, которые 5G охватить не может, и которые требуют дополнительной разработки.

Ключевые слова: неортогональный множественный доступ (NoMA), сети шестого поколения (6G), сети после пятого поколения (B5G), ортогональный множественный доступ (Orthogonal multiple access - OMA), последовательное подавление помех (Successive interference cancellation - SIC), многопользовательская передача с наложением (Multi-user superposition transmission - MUST), скоординированная многоточечная передача (Coordinated multipoint transmission - CoMP), многопользовательское детектирование (Multi-user detection - MUD).

NON-ORTHOGONAL POWER DOMAIN MULTIPLEXING IN B5G AND 6G SYSTEMS

A. Issa, A.S. Ishimov, N.V. Savishchenko

Military Academy of Communications. SM. Budyonny, St. Petersburg, Russia

Abstract. Internet of everything (Internet of everything - IoE), as a system that combines objects, data, processes and people, virtual reality (Virtual reality - VR), autonomous driving, holographic communication and terrestrial cellular space network to connect remote or uncovered regions - here are a few examples of new applications that form the basis of the 6G system architecture, which will require higher data rates and lower latency than 5G networks can offer. While upcoming releases beyond 5G (B5G) include some of the key concepts identified by the 6G vision, while the 6G vision should focus on important factors that 5G cannot cover and that require further development.

Keywords: non-orthogonal multiple access (NoMA), sixth generation networks (6G), post-fifth generation networks (B5G), orthogonal multiple access (OMA), successive interference cancellation (SIC), multi-user transmission with overlay (Multi-user superposition transmission - MUST), coordinated multipoint transmission (CoMP), multi-user detection (Multi-user detection - MUD).

1. ВВЕДЕНИЕ

Все мобильные сотовые системы, начиная с первого поколения 1G и заканчивая первым выпуском пятого поколения 5G, основаны на методах OMA, где мобильные

каналы ортогонально распределяются между разными пользователями во временной, частотной, кодовой и поднесущей областях в соответствии со следующей классификацией [1]:

1G распределяет каналы в частотной области, используя множественный доступ с частотным разделением каналов (Frequency division multiple access - FDMA).

2G распределяет каналы во временной области, используя множественный доступ с временным разделением каналов (Time division multiple access - TDMA).

3G распределяет каналы в кодовой области, используя множественный доступ с кодовым разделением каналов (Code division multiple access - CDMA).

4G распределяет каналы в области поднесущих, используя множественный доступ с ортогональным частотным разделением каналов (Orthogonal frequency-division multiple access - OFDMA).

5G, как первая версия, выделяет каналы в области поднесущих, используя множественный доступ с ортогональным частотным разделением каналов с фильтрованным банком (FB-OFDMA).

2. НЕОРТОГОНАЛЬНОЕ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ В НИСХОДЯЩЕМ КАНАЛЕ

В нисходящем канале базовая станция с одной антенной накладывает символы, несущие информацию, предназначенные для K пользователей с одной антенной. Мультиплексированный сигнал на базовой станции может быть выражен как

$$s = \sum_{k=1}^K \sqrt{\alpha_k P_d} s_k, \quad (1)$$

где s_k — символ, несущий информацию для общего пользователя k , $k = 1, 2, \dots, K$, удовлетворяющий $E[|s_k|^2] = 1$, α_k представляет собой коэффициент распределения мощности с учетом $\sum_{k=1}^K \alpha_k \leq 1$, и P_d обозначает общую мощность передачи базовой станции. Задача состоит в том, чтобы решить, как распределять мощность между пользователями, что имеет решающее значение для подавления помех в приемнике. Вот почему NoMA считается, своего рода, множественным доступом в домене мощности. Как правило, больше мощности выделяется пользователю с меньшим коэффициентом усиления канала, например, расположены дальше от базовой станции, чтобы улучшить их отношение сигнал/шум (Signal to noise Ratio - SNR), чтобы можно было гарантировать высокую надежность обнаружения. Несмотря на меньшую мощность, назначенную пользователю с более сильным усилением канала, т.е. близко к базовой станции, он способен правильно обнаруживать свой сигнал с разумным отношением сигнал/шум. Пользователь i наблюдает за полученным сигналом

$$\begin{aligned} r_i &= g_i s + n_i = \\ &= g_i \sum_{k=1}^K \sqrt{\alpha_k P_d} s_k + n_i = \\ &= \underbrace{g_i s_i}_{\text{«Желаемый сигнал»}} + \underbrace{g_i \sum_{k=1, k \neq i}^K \sqrt{\alpha_k P_d} s_k}_{\text{«Многопользовательские помехи»}} + n_i, \end{aligned} \quad (2)$$

где g_k обозначает комплексное усиление канала между базовой станцией и пользователем k , n_i — аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ) с нулевым средним значением и спектральной плотностью мощности N_0 (W/Hz). Без ограничения общности можно считать, что у пользователя 1 наибольший коэффициент усиления канала, а у пользователя K самый слабый, т.е.

$$|g_1| \geq |g_2| \geq \dots \geq |g_K|. \quad (3)$$

Один и тот же сигнал \mathbf{s} , содержащий все информационные символы, доставляется всем пользователям. Оптимальный порядок подавления помех заключается в обнаружении пользователя с наибольшей мощностью (наименьшее усиление канала) и пользователя с наименьшей мощностью (наибольшее усиление канала). При таком порядке каждый пользователь сначала декодирует \mathbf{s}_K , а затем вычитает его компонент из принятого сигнала. В результате типичный пользователь i после первой итерации последовательного подавления помех получает

$$\tilde{r}_i = r_i - \sqrt{\alpha_K P_d} g_i s_K = g_i \sum_{k=1}^{K-1} \sqrt{\alpha_k P_d} s_k + n_i, \quad (4)$$

при условии безошибочного обнаружения и идеального знания канала. Во второй итерации каждый пользователь декодирует \mathbf{s}_{K-1} , используя оставшийся сигнал \tilde{r}_i без вмешательства самого слабого пользователя. Отмена повторяется до тех пор, пока каждый пользователь не получит свой собственный сигнал. В частности, самый слабый пользователь декодирует свой собственный сигнал напрямую без последовательного подавления помех, поскольку ему выделяется наибольшая мощность. Следовательно, SNR для пользователя K можно записать как

$$\gamma_K = \frac{|g_K|^2 \alpha_K P_d}{|g_K|^2 \sum_{k=1}^{K-1} \alpha_k P_d + N_0 B_w}, \quad (5)$$

где B_w обозначает ширину полосы сигнала. В общем, SNR для пользователя i равно

$$\gamma_i = \frac{|g_i|^2 \alpha_i P_d}{|g_i|^2 \sum_{k=1}^{i-1} \alpha_k P_d + N_0 B_w}, \quad (6)$$

в результате достигается скорость

$$R_i = B_w \log \left(1 + \frac{|g_i|^2 \alpha_i P_d}{|g_i|^2 \sum_{k=1}^{i-1} \alpha_k P_d + N_0 B_w} \right). \quad (7)$$

Суммарная скорость передачи NoMA по нисходящему каналу вычисляется по формуле

$$R = \sum_{i=1}^K R_i. \quad (8)$$

В случае двух пользователей, как показано на рисунке 1, дальний пользователь на краю соты получает большую мощность, а ближний пользователь в центре соты получает меньшую мощность. Независимо от разницы g_1 и g_2 , это отношение мощностей будет сохраняться в принимаемом сигнале любого пользователя. Ближний пользователь сначала обнаруживает символ дальнего пользователя \mathbf{s}_2 , а затем вычитает его регенерированную составляющую из полученного сигнала, в результате чего получается доступная скорость

$$R_1 = \log \left(1 + \frac{|g_1|^2 \alpha_1 P_d}{N_0} \right), \quad (9)$$

предполагая, что полоса пропускания сигнала нормализована до $B_w = 1$ Hz. Дальний пользователь обнаруживает свой сигнал напрямую, рассматривая сигнал ближнего пользователя как цветной шум, получая

$$R_2 = \log \left(1 + \frac{|g_2|^2 \alpha_2 P_d}{|g_2|^2 \alpha_1 P_d + N_0} \right). \quad (10)$$

Следовательно, двухпользовательская передача по нисходящему каналу с использованием NoMA получает суммарную скорость

$$R = R_1 + R_2 = \log \left(1 + \frac{|g_1|^2 \alpha_1 P_d}{N_0} \right) + \log \left(1 + \frac{|g_2|^2 \alpha_2 P_d}{|g_2|^2 \alpha_1 P_d + N_0} \right) \quad (11)$$

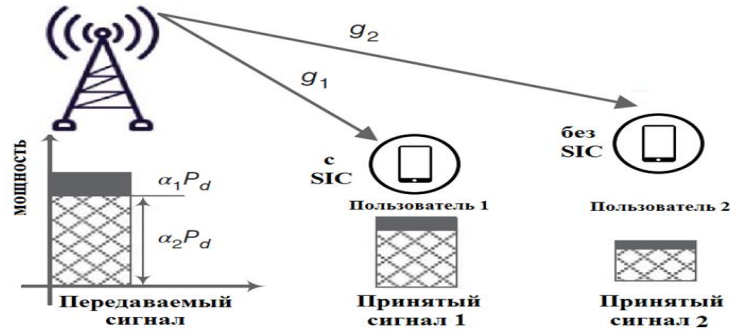


Рис. 1 Иллюстрация NoMA нисходящего канала, состоящего из базовой станции, удаленного пользователя и ближнего пользователя. [2]

Используя схему ортогонального множественного доступа в качестве сравнения, ближайшему пользователю назначается полоса пропускания η Hz ($0 < \eta < 1$), оставляя остальную часть полосы пропускания $(1 - \eta)$ Hz дальнему пользователю. Их достижимые ставки могут быть вычислены с помощью выражения

$$\begin{aligned} R_1 &= \eta \log \left(1 + \frac{|g_1|^2 \alpha_1 P_d}{\eta N_0} \right) \\ R_2 &= (1 - \eta) \log \left(1 + \frac{|g_2|^2 \alpha_2 P_d}{(1 - \eta) N_0} \right). \end{aligned} \quad (12)$$

Предположим, что геометрия ближнего и дальнего пользователя $\frac{|g_2|^2 P_d}{N_0} = 20$ dB и $\frac{|g_1|^2 P_d}{N_0} = 0$ dB соответственно. В том случае когда одинаковая полоса пропускания (т.е. $\eta = 0,5$) и одинаковая мощность (т.е. $\alpha_1 = \alpha_2 = 0,5$) выделяются любому пользователю с пропорциональными критериями справедливости, скорости ортогонального множественного доступа для каждого пользователя рассчитываются в соответствии с уравнением (12), как

$$\begin{aligned} R_1 &= 0,5 \log_2(1 + 100) = 3,3291 \text{ bps/Hz} \\ R_2 &= 0,5 \log_2(1 + 1) = 0,5 \text{ bps/Hz}. \end{aligned} \quad (13)$$

С другой стороны, когда распределение мощности в NoMA выполняется как $\alpha_1 = 0,2$ и $\alpha_2 = 0,8$, тарифы на пользователя рассчитываются в соответствии с уравнениями (9) и (10), как

$$\begin{aligned} R_1 &= \log_2(1 + 20) = 4,3923 \text{ bps/Hz} \\ R_2 &= \log_2(1 + 0,8/1,2) = 0,7370 \text{ bps/Hz}, \end{aligned} \quad (14)$$

что соответствует приросту спектральной эффективности примерно на 32% и 47% с точки зрения схемы ортогонального множественного доступа [3]. Такой выигрыш достигается за счет полного использования разницы в коэффициентах усиления канала между пользователями. Большая разница обычно соответствует более высокому выигрышу в спектральной эффективности NoMA по сравнению с ортогональным множественным доступом, и наоборот. Если два пользователя имеют одинаковые условия канала, то есть $|g_1| = |g_2|$, суммарная скорость NoMA в уравнении (11) можно переписать как

$$\begin{aligned} R &= \log \left(1 + \frac{|g_1|^2 \alpha_1 P_d}{N_0} \right) + \log \left(1 + \frac{|g_2|^2 \alpha_2 P_d}{|g_2|^2 \alpha_1 P_d + N_0} \right) \\ &= \log \left(1 + \frac{|g_1|^2 P_d}{N_0} \right) = \log \left(1 + \frac{|g_2|^2 P_d}{N_0} \right), \end{aligned} \quad (15)$$

что идентично суммарной скорости ортогонального множественного доступа. Это означает, что прирост производительности NoMA исчезает, если у пользователей одинаковые или похожие условия канала.

3. МНОГОПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКОЕ КОДИРОВАНИЕ С НАЛОЖЕНИЕМ

С усовершенствованием реализации приемника и аппаратных возможностей подавление помех становится более доступным в мобильных терминалах. Это делает неортогональную передачу более осуществимой. В нисходящем канале NoMA является многообещающим методом для повышения пропускной способности системы и улучшения взаимодействия с пользователем, например, многопользовательская передача с наложением (Multi-user superposition transmission - MUST), указанная в 3GPP для услуг мобильной широкополосной связи по нисходящему каналу. В общем, несколько пользователей могут быть мультиплексированы по каждому ортогональному блоку ресурсов. Однако, принимая во внимание уменьшение выигрыша при наложении большего количества пользователей и накладные расходы на сигнализацию, в основном основное внимание уделяется наложению двух пользователей.

Простейший метод представляет собой линейную суперпозицию, независимо отображающую кодированные биты двух или более совместно запланированных пользователей в символы созвездия компонентов, которые накладываются с адаптивным отношением мощности. На рисунке 2 показано прямое кодирование с наложением для двух пользователей, при котором одновременно передаются n и m кодированных битов ближнего и дальнего пользователей, обозначенных как b_1, b_2, \dots, b_n и c_1, c_2, \dots, c_m соответственно. Биты отдельно модулируются с помощью традиционных модуляторов фазовой манипуляции (ФМн) или квадратурной амплитудной модуляции (КАМ), каждый из которых имеет 2^n и 2^m точек созвездия. Используется гибкое распределение мощности между ближним и дальним пользователем, обозначаемое как $\alpha_1 P_d$ и $\alpha_2 P_d$. Отношение мощностей α_1/α_2 выбирается для максимизации суммарной скорости по определенному критерию справедливости, принимая во внимание усиление канала и т.д. После масштабирования с помощью соответствующих коэффициентов мощности два символа модуляции, s_1 и s_2 , накладываются друг на друга, что приводит к

$$s = \sqrt{\alpha_1 P_d} s_1 + \sqrt{\alpha_2 P_d} s_2. \quad (16)$$

Составной символ s имеет созвездие с 2^{n+m} точками. 16-точечное созвездие на рисунке является примером, когда квадратурная фазовая манипуляция используется как для ближнего, так и для дальнего пользователя, где $\alpha_1 < 0,5$, поскольку ближнему пользователю назначается меньшая часть мощности, и поэтому его символьная амплитуда мала. Символ дальнего пользователя имеет большую силу, определяя, в каком квадрате будет лежать составной символ. Другими словами, точка созвездия ближнего пользователя зависит от точки созвездия дальнего пользователя. В качестве примера, показанного на рисунке, кодированные биты дальнего пользователя 00 сначала определяют первый квадрат, а затем выбирается одна из четырех точек в первом квадрате в соответствии с битами кодов ближнего пользователя 10 суперпозиционной передачи для дальнего и ближнего пользователя.[4]

Хотя созвездие любого пользователя соответствует (отображению) преобразованию Грея (т.е. две соседние точки созвездия отличаются только одним двоичным разрядом), созвездие прямой суперпозиции не является преобразованием Грея, что приводит к потере пропускной способности. Созвездие без преобразования Грея в значительной степени зависит от усовершенствованного приемника. В этом

случае подавление помех на уровне символов не может в достаточной степени разрешить размытое созвездие из-за межпользовательских помех. Более сложные приемники, т.е. компенсация помех на уровне кодового слова, необходимы для достижения приемлемой производительности. Преобразование Грея обеспечивает надежную работу, даже когда подавление помех выполняется на уровне символов без декодирования канала, что, следовательно, значительно проще, чем подавление помех на уровне кодовых слов. Как показано на рисунке 2, ввод закодированных битов в преобразователь битов, обозначенный как $G(\cdot)$, может обеспечить свойство Грея в составном созвездии. В качестве альтернативы, для реализации преобразования Грея может использоваться схема на основе битового разделения, а не разделение мощности, где созвездие представляет собой традиционный преобразователь КАМ с прямоугольной сеткой с равномерным интервалом, а закодированные биты двух или более пользователей напрямую наложенные на символы составного созвездия [5].

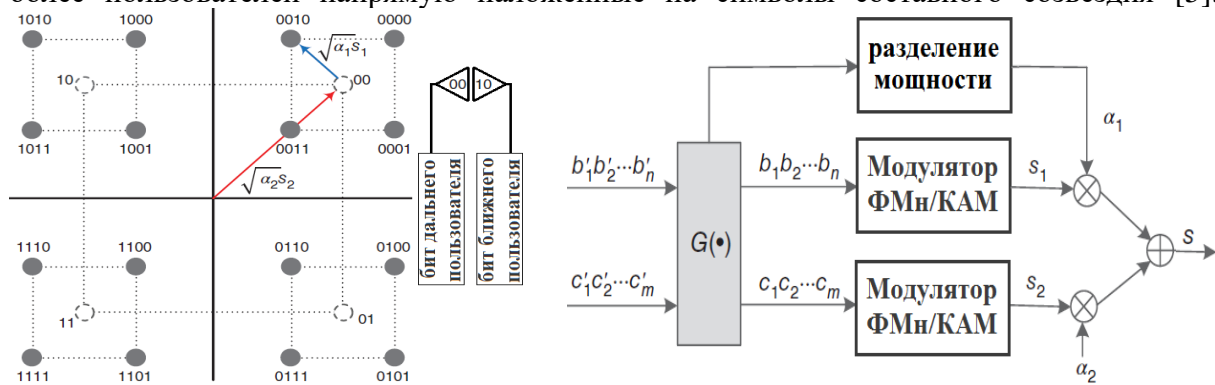


Рис. 2. Пример составных созвездий по нисходящему каналу

Сигнальную конструкцию (СК) КАМ-16, представленную на рисунке 2, можно отнести к иерархической СК, которая уже применялась в телекоммуникационных стандартах [6]. При этом использовался несколько иной подход к схеме формирования СК: минимальное евклидово расстояние между квадрантами увеличивалось в α раз, по сравнению с минимальным евклидовым расстоянием в квадранте. Для такой СК вероятность символьной ошибки в канале с АБГШ и оптимальном когерентном приёме, будет определяться как

$$P_s = 4P(1 - P), \quad P = \left(1 - \frac{2}{\sqrt{M}}\right) Q(\sqrt{2g\gamma_{bc}}) + \frac{1}{\sqrt{M}} Q(\alpha\sqrt{2g\gamma_{bc}}), \quad (17)$$

где M – число сигналов в СК КАМ- M , $\gamma_{bc} = \frac{E_{bc}}{N_0}$ – отношение E_{bc} – средней энергии затрачиваемой на передачу одного бита к N_0 – односторонней спектральной мощности шума. Здесь $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-t^2/2} dt$ – функция Гаусса и $g = \frac{\log_2 M}{(\alpha + \frac{\sqrt{M}}{2} - 1)^2 + \frac{M-4}{12}}$,

в частности для $M = 16$, $g = \frac{2}{(\alpha+1)^2+1}$. В предлагаемой в 6G СК подразумевается, что меняться может уже два коэффициента – α_1 и α_2 , отвечающие, соответственно, за энергетические характеристики сигналов, как между квадрантами, так и внутри квадрантов. Это потребует для расчетов символьной вероятности ошибки P_s несложного алгебраического преобразования (17).

В 3GPP было проведено исследование «Изучение многопользовательской суперпозиционной передачи по нисходящему каналу» для оценки производительности системы потенциальных усовершенствований долгосрочное развитие LTE, позволяющих использовать нисходящий канал MUST. Целями которого были

определение целевых сценариев развертывания и методологию оценки MUST, выявление потенциальных схем MUST и соответствующих улучшений LTE, а также оценку выполнимости и производительности на системном уровне возможных схем MUST. В результате 3GPP рекомендовал три разные категории MUST в 3GPP TR36.859 [7]:

MUST Категория 1: Передача с наложением с адаптивным отношением мощности в созвездиях компонентов и составных созвездиях без преобразования Грея, где закодированные биты двух или более совместно запланированных пользователей независимо отображаются в символы составных созвездий, но составное созвездие не имеет преобразования Грея.

MUST категория 2: Передача с наложением с адаптивным отношением мощности в созвездиях компонентов и составном созвездии с преобразованием Грея, где закодированные биты двух или более совместно запланированных пользователей сопоставляются с созвездиями компонентов, а затем составное созвездие имеет преобразование Грея.

MUST категория 3: Передача с наложением с назначением битов меток в составном созвездии с преобразованием Грея, где закодированные биты двух или более совместно запланированных пользователей напрямую отображаются на символы составного созвездия.

Соответственно, 3GPP предложил несколько схем-кандидатов для включения различных схем MUST как для дальних, так и для ближних пользователей. Перспективные схемы приемника для дальнего пользователя включают:

- Линейная минимальная среднеквадратическая ошибка (Minimum mean square error – MMSE) с комбинацией подавления помех.

- Обнаружение с максимальной вероятностью.

- Обнаружение максимального правдоподобия с уменьшенной сложностью.

- Подавление помех на уровне символов.

Перспективные схемы приемника для ближайшего пользователя включают:

- Обнаружение с максимальной вероятностью.

- Обнаружение максимального правдоподобия с уменьшенной сложностью.

- Подавление помех на уровне символов.

- Линейное последовательное подавление помех на уровне кодового слова.

- Последовательное подавление помех на уровне кодового слова с максимальной вероятностью.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

NoMA — это конструктивное решение для повышения пропускной способности системы за счет одновременного размещения большего числа пользователей на одном и том же временном/частотном ресурсе, уменьшения системной задержки, вызванной планированием и очередями, для обеспечения ортогональности между пользователями, а также ослабления зависимости от точной информации о состоянии канала и качество обратной связи.

В частности, для восходящей линии связи NoMA с поддержкой без грантов является конкурентоспособным решением для передачи небольших пакетов во многих сценариях. В то время, как для нисходящей линии связи, помимо обязательного, NoMA может быть привлекательным в сверхплотных сетях UDN и сетях с высокой мобильностью, чтобы помочь повысить производительность на границе соты и решить частые проблемы с передачей обслуживания.

Ожидается, что стандарт 6G интегрировал NoMA из-за его преимуществ в спектральной эффективности и больших связях. Также предполагается, что будут

разработаны более совершенные и эффективные схемы NoMA, которые будут более тесно интегрированы в системы следующего поколения.

ЛИТЕРАТУРА

1. A. M. Ahmed, S. A. Hasan, and S. A. Majeed, "5G mobile systems, challenges and technologies: A survey," *J. Theor. Appl. Inf. Technol.*, vol. 97, no. 11, pp. 3214-3226, 2019.
2. Bhatia, V., Swami, P., Sharma, S. et al. Non-orthogonal Multiple Access: An Enabler for Massive Connectivity. *J Indian Inst Sci* 100, 337–348 (2020).
<https://doi.org/10.1007/s41745-020-0162-9>
3. Saito, Y., Kishiyama, Y., Benjebbour, A., Nakamura, T., Li, A. and Higuchi, K. (2013), Non-orthogonal multiple access (NOMA) for cellular future radio access, *in* 'Proceedings of 2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)', Dresden, Germany.
4. Yeom, J.S.; Chu, E.; Jung, B.C.; Jin, H. Performance Analysis of Diversity-Controlled Multi-User Superposition Transmission for 5G Wireless Networks. *Sensors* 2018, 18, 536. <https://doi.org/10.3390/s18020536>
5. Yifei, Y. (2016), Non-orthogonal multi-user superposition and shared access, in F. L. Luo and C. Zhang, eds, 'Signal Processing for 5G: Algorithms and Implementations', John Wiley & Sons and IEEE Press, United Kingdom, Chapter 6.
6. Н.В. Савищенко. «Специальные интегральные функции, применяемые в теории связи» - СПб.: ВАС, 2012. – 560 с.
7. https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.859/.

REFERENCES

1. A. M. Ahmed, S. A. Hasan, and S. A. Majeed, "5G mobile systems, challenges and technologies: A survey," *J. Theor. Appl. Inf. Technol.*, vol. 97, no. 11, pp. 3214-3226, 2019.
2. Bhatia, V., Swami, P., Sharma, S. et al. Non-orthogonal Multiple Access: An Enabler for Massive Connectivity. *J Indian Inst Sci* 100, 337–348 (2020).
<https://doi.org/10.1007/s41745-020-0162-9>
3. Saito, Y., Kishiyama, Y., Benjebbour, A., Nakamura, T., Li, A. and Higuchi, K. (2013), Non-orthogonal multiple access (NOMA) for cellular future radio access, *in* 'Proceedings of 2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)', Dresden, Germany.
4. Yeom, J.S.; Chu, E.; Jung, B.C.; Jin, H. Performance Analysis of Diversity-Controlled Multi-User Superposition Transmission for 5G Wireless Networks. *Sensors* 2018, 18, 536. <https://doi.org/10.3390/s18020536>
5. Yifei, Y. (2016), Non-orthogonal multi-user superposition and shared access, in F. L. Luo and C. Zhang, eds, 'Signal Processing for 5G: Algorithms and Implementations', John Wiley & Sons and IEEE Press, United Kingdom, chapter 6.
6. N.V. Savishchenko. "Special integral functions used in communication theory" - St. Petersburg: VAS, 2012. - 560 p.
7. https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.859/.

НЕОРТОГОНАЛЬНЫЙ МНОЖЕСТВЕННЫЙ ДОСТУП В ВОСХОДЯЩЕМ КАНАЛЕ В ОБЛАСТИ МОЩНОСТИ В СИСТЕМАХ B5G И 6G

А. Исса, А.С. Ишимов, Н.В. Савищенко

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

Аннотация. Двумя наиболее сложными задачами для систем связи шестого поколения (6G) и более поздних версий являются широкие возможности подключения и более высокая пропускная способность. Использование традиционных методов ортогонального множественного доступа ограничивает количество пользователей, которые могут быть обслужены с использованием доступных ресурсов, из-за ограничения ортогональности. Кроме того, имеющиеся ресурсы могут неэффективно использоваться выделенными пользователями, что создает серьезный недостаток в тех случаях, когда количество обслуживаемых пользователей очень велико, например, в Интернете нановещей (Internet of nano things - IoNT) или сверхплотных сетях 6G. Следовательно, введение неортогональности в схему множественного доступа пропагандируется как превосходная методология для одновременного обслуживания нескольких пользователей, тем самым достигается многократное улучшение возможности подключения. Неортогональный множественный доступ (Non-orthogonal multiple access - NoMA) открывает большие перспективы для удовлетворения феноменально растущего спроса как на беспроводный пользовательский доступ, так и на пропускную способность.

Ключевые слова: неортогональный множественный доступ (NoMA), сети шестого поколения (6G), сети после пятого поколения (B5G), ортогональный множественный доступ (Orthogonal multiple access - OMA), последовательное подавление помех (Successive interference cancellation - SIC), многопользовательская передача с наложением (Multi-user superposition transmission - MUST), скоординированная многоточечная передача (Coordinated multipoint transmission - CoMP), многопользовательское детектирование (Multi-user detection - MUD).

NONORTHOGONAL UPGRADE POWER DOMAIN MULTIPLE ACCESS IN B5G AND 6G SYSTEMS

A. Issa, A.S. Ishimov, N.V. Savishchenko

Military Academy of Communications. SM. Budyonny, St. Petersburg, Russia

Abstract. Two of the biggest challenges for 6G and beyond are greater connectivity and higher throughput. The use of traditional orthogonal multiple access methods limits the number of users that can be served using the available resources due to the orthogonality constraint. In addition, available resources can be inefficiently used by dedicated users, which creates a serious drawback in cases where the number of users served is very large, such as the Internet of nanthings (IoNT) or ultra-dense 6G networks. Therefore, the introduction of non-orthogonality in the multiple access scheme is promoted as an excellent methodology for serving multiple users at the same time, thereby achieving a multiple improvement in connectivity. Non-orthogonal multiple access (NoMA) holds great promise for meeting the phenomenally growing demand for both wireless user access and bandwidth.

Keywords: non-orthogonal multiple access (NoMA), sixth generation networks (6G), post-fifth generation networks (B5G), orthogonal multiple access (OMA), successive interference cancellation (SIC), multi-user transmission with overlay (Multi-user superposition

transmission - MUST), coordinated multipoint transmission (CoMP), multi-user detection (Multi-user detection - MUD).

1. ВВЕДЕНИЕ

Повышенный спрос на новые услуги, а также быстрое увеличение количества подключенных устройств привели к увеличению объемов трафика данных, который необходимо передавать по мобильным сетям со сверхвысокой скоростью передачи данных и сверхнизкой задержкой. Поэтому использование методов ОМА больше не будет поддерживаться в системе 6G. Благодаря высокой эффективности использования спектра и высокой связности NoMA была признана вариантом для сотовых сетей 5G и 6G [1], [2]. NoMA, в отличие от ОМА, позволяет множеству пользователей мультиплексировать одну и ту же частоту, распределяя мощность по разным каналам. На рисунке 1 показаны многочисленные вехи технологии доступа [3], [4].

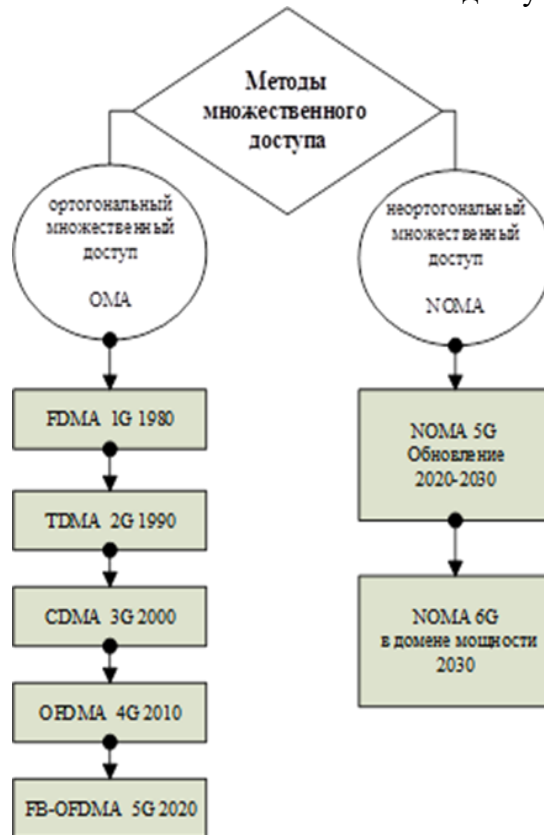


Рис. 1. Вехи развития технологии множественного доступа. [5]

В настоящее время считается, что первая версия стандарта 6G будет выпущена примерно в 2030 году, как показано на рисунке 2.

Стандартизация 6G во всем мире, несомненно, заложит основу для успешного развития на десятилетия вперед.

Радиоресурс — это средство беспроводной связи для передачи данных с одного устройства на другое. Основными физическими ресурсами радиосвязи являются время и частота, которые обычно интерпретируются как физические степени свободы для передачи данных. Проблема множественного доступа возникает, когда несколько пользователей будут обслуживаться с ограниченными (или редкими) степенями свободы в отношении радиоресурса.

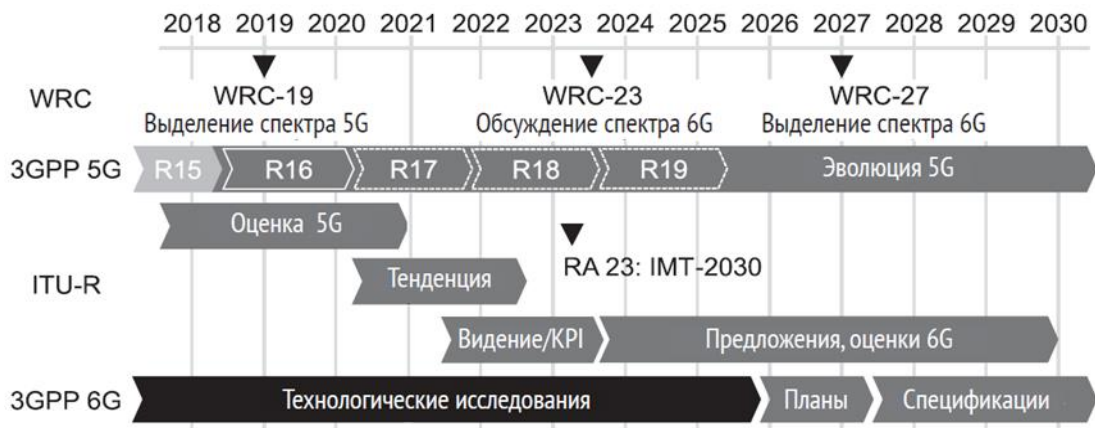


Рис. 2. Предполагаемый график исследований и стандартизации 6G в ITU-R и 3GPP [6]

Интуитивно разумно рассмотреть вопрос о разделении доступных степеней свободы ортогональным образом, чтобы передача каждого пользователя не мешала передаче другого. Этот способ проектирования ОМА начинается с первого поколения (1G) до недавнего пятого поколения (5G). Однако у каждого поколения есть разные способы разделения степеней свободы, как показано на рисунке 3.

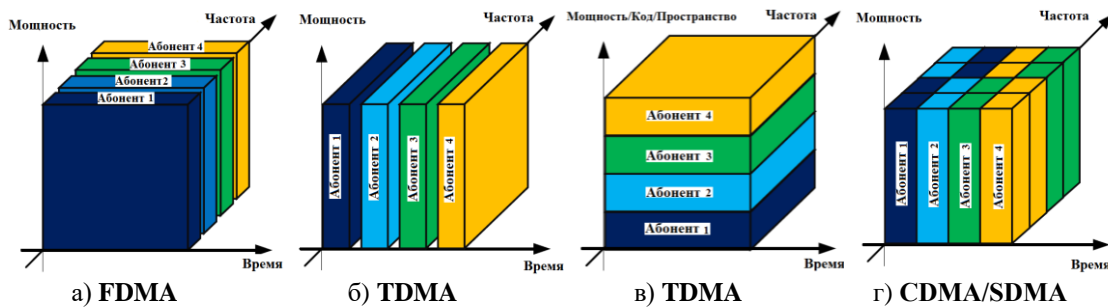


Рис. 3. методы ортогонального множественного доступа [7]

Преимущество схем ОМА очевидно, т.е. упрощение конструкции приемопередатчика и устранение любых внутрисотовых помех в совмещенном канале. Однако ограничения тоже очевидны. Во-первых, количество одновременно обслуживаемых пользователей строго ограничено пулом радиоресурса. Во-вторых, для гарантии ортогональности необходимо тщательное планирование пользователей с выделенными каналами обратной связи за счет накладных расходов на сигнализацию.[8]

По сравнению с ОМА, NoMA открывает горизонт для нового угла зрения. В частности, за счет ослабления ограничения ортогонального распределения радиоресурсов проблема планирования пользователей, ограниченная ресурсами времени и полосы пропускания, больше не является бинарным выбором, а является оптимизацией совместной мощности, сигнатуры кода и конструкции приемника. Как уже давно предсказано теорией сетевой информации [9], общее количество обслуживаемых пользователей, а также общая пропускная способность системы могут быть значительно улучшены в сети NoMA по сравнению с сетью ОМА, особенно когда применяются расширенные алгоритмы многопользовательского обнаружения. Кроме того, из-за неортогональной природы, требование точной обратной связи канала и планирования для многопользовательского мультиплексирования, таким образом, снижается или даже устраняется в некоторых случаях.

Общий пример неортогонального множественного доступа отображен на рисунке 4, в котором разные пользователи мультиплексируются в трех областях времени, частоты и мощности/кода, что означает, что пользователи не являются ортогональными ни в одной из областей отдельно. Тем не менее, применяя соответствующую структуру кода и временные/частотные шаблоны занятости, пользователи могут быть эффективно

декодированы/разделены, в то время когда может достигаться лучшая общая производительность по сравнению с ортогональным множественным доступом.

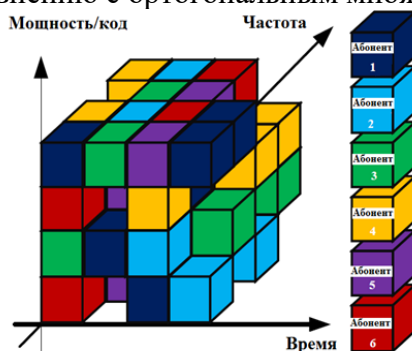


Рис. 4. Неортогональный множественный доступ (NoMA) [7]

Поскольку ожидается, что сети 5G и 6G будут одновременно управлять огромным количеством каналов связи, например, в случае (Массовая межмашинная связь) mMTC и его будущих расширений, решения NoMA представляются перспективными, поскольку они обеспечивают более высокую эффективность использования полосы пропускания, чем подходы OMA. Недавние исследования также показали, что NoMA может эффективно использоваться в новых спектрах, включая миллиметровые волны [10], ТГц [11] и связь в видимом спектре (Visible light communication - VLC). Кроме того, при развертывании вместе с CoMP, было доказано, что NoMA способен превосходить CoMP-OMA как по энергоэффективности, так и по спектральной эффективности [12,13].

Будучи полностью основанным на последовательном подавлении помех, NoMA требует совместного декодирования на различных пользовательских устройствах UEs. Для этой функции должны быть зарезервированы определенные интерфейсы (между устройствами D2D), а также должны быть приняты во внимание вопросы безопасности/доверия, чтобы обеспечить возможность развертывания NoMA в 6G.

2. ОСНОВЫ NOМА

Несмотря на то, что межпользовательские помехи между ортогонально мультиплексированными пользователями обеспечивают не сложное многопользовательское детектирование (Multiuser detection - MUD) в приемнике, общепризнанно, что ортогональный множественный доступ не может достичь пропускной способности по суммарной скорости многопользовательской беспроводной системы. Кодирование с наложением в передатчике и последовательное подавление помех (Successive interference Cancellation - SIC) в приемнике позволяют повторно использовать каждую ортогональную единицу ресурса более чем одним пользователем. На стороне передатчика все отдельные информационные символы накладываются на один сигнал, в то время как SIC на стороне приемника итеративно декодирует сигналы, пока не получит желаемый сигнал. Эту схему иногда называют силовым доменом NoMA.[14]

3. НЕОРТОГОНАЛЬНЫЙ МНОЖЕСТВЕННЫЙ ДОСТУП В ВОСХОДЯЩЕМ КАНАЛЕ

Передача NoMA по восходящему каналу несколько отличается от своего аналога по нисходящему каналу, где K пространственно распределенных пользователей, оснащенных одной антенной, одновременно передают свои символы, несущие информацию, в направлении базовой станции с одной антенной через одну и ту же единицу ресурса. Принятый сигнал на базовой станции может быть выражен как

$$r = \sum_{k=1}^K g_k \sqrt{P_k} s_k + n \quad (1)$$

где s_k — информационный символ пользователя k , $k = 1, 2, \dots, K$, удовлетворяющий $E[|s_k|^2] = 1$, и P_k обозначает ограничение мощности пользователя k ; g_k обозначает комплексное усиление канала от пользователя k до базовой станции, а n представляет собой АБГШ с нулевым средним значением и спектральной плотностью мощности N_0 (W/Hz). Точно так же можно предположить, что пользователь 1 имеет наибольшее усиление канала, а пользователь K — самое слабое, т.е.

$$|g_1| \geq |g_2| \geq \dots \geq |g_K|. \quad (2)$$

Как разновидность техники с доменом мощности, распределение мощности играет важную роль в нисходящем канале NoMA, которое имеет, по крайней мере, две основные функции: искусственное создание достаточной разницы в мощности принимаемого сигнала для облегчения последовательного подавления помех и гарантирование разумной мощности принимаемого сигнала для пользователей на краю соты. В восходящем канале пользователи могут снова оптимизировать свои мощности передачи в соответствии со своим местоположением, как и в нисходящем канале. Однако пользователи могут быть хорошо распределены в зоне покрытия соты, и уровни принимаемой мощности от разных пользователей уже хорошо разделены. Базовая станция может сначала декодировать символ пользователя с наибольшей принимаемой мощностью, обрабатывая сигналы всех других пользователей как цветной шум. Затем он отменяет соответствующие помехи от принятого сигнала и продолжает декодировать символ другого пользователя со второй по величине принятой мощностью. Этот последовательный процесс подавления помех повторяется на базовой станции до тех пор, пока не будут обнаружены все символы. Следуя порядку декодирования $1 \rightarrow 2 \rightarrow \dots \rightarrow K$, достижимая скорость типичного пользователя k может быть вычислена с помощью выражения

$$R_k = B_w \log \left(1 + \frac{|g_k|^2 P_k}{\sum_{i=k+1}^K |g_i|^2 P_i + N_0 B_w} \right). \quad (3)$$

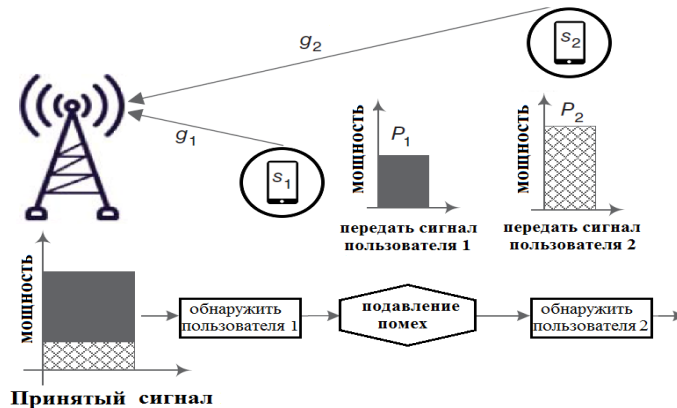


Рис. 5 Иллюстрация NoMA восходящего канала, состоящего из базовой станции, удаленного пользователя и ближнего пользователя [15].

В случае двух пользователей, как показано на рисунке 5, ближний пользователь в центре соты передает s_1 с мощностью P_1 в сторону базовой станции, в то время как дальний пользователь на краю соты одновременно передает s_2 с мощностью P_2 . Их мощность может быть одинаковой, или у удаленного пользователя может быть более высокая мощность, чтобы гарантировать приемлемый уровень принимаемого сигнала. На практике разница в мощностях g_1 и g_2 является достаточной между компонентами

принятого сигнала этих двух пользователей, независимо от их разрыва в мощности передачи. Базовая станция может сначала обнаружить ближайшего пользователя напрямую без последовательного подавления помех, что приводит к

$$R_1 = \log\left(1 + \frac{|g_1|^2 P_1}{|g_2|^2 P_2 + N_0}\right), \quad (4)$$

предполагая, что полоса пропускания сигнала нормализована до $B_w = 1$ Hz. Затем базовая станция отменяет помехи первого пользователя и обнаруживает сигнал второго пользователя, получая

$$R_2 = \log\left(1 + \frac{|g_2|^2 P_2}{N_0}\right). \quad (5)$$

Суммарная скорость двухпользовательской передачи NoMA по восходящему каналу вычисляется по формуле

$$\begin{aligned} R &= R_1 + R_2 \\ &= \log\left(1 + \frac{|g_1|^2 P_1}{|g_2|^2 P_2 + N_0}\right) + \log\left(1 + \frac{|g_2|^2 P_2}{N_0}\right) \\ &= \log\left(1 + \frac{|g_1|^2 P_1 + |g_2|^2 P_2}{N_0}\right) \end{aligned} \quad (6)$$

Если базовая станция сначала обнаружит дальнего пользователя напрямую, а затем обнаружит ближнего пользователя без помех между пользователями, их достижимые скорости станут равными.

$$\begin{aligned} R_1 &= \log\left(1 + \frac{|g_1|^2 P_1}{N_0}\right) \\ R_2 &= \log\left(1 + \frac{|g_2|^2 P_2}{|g_1|^2 P_1 + N_0}\right). \end{aligned} \quad (7)$$

Интересно, что если не учитывать более высокую вероятность ошибки из-за низкого отношения сигнал/шум при обнаружении удаленного пользователя первым, то суммарная скорость двухпользовательской передачи NoMA по восходящему каналу будет одинаковой независимо от порядка последовательного подавления помех, потому что

$$\begin{aligned} R &= R_1 + R_2 \\ &= \log\left(1 + \frac{|g_1|^2 P_1}{N_0}\right) + \log\left(1 + \frac{|g_2|^2 P_2}{|g_1|^2 P_1 + N_0}\right), \\ &= \log\left(1 + \frac{|g_1|^2 P_1 + |g_2|^2 P_2}{N_0}\right) \end{aligned} \quad (8)$$

в точности равно уравнению (10.155). Следовательно, двухпользовательская передача по восходящему каналу с NoMA формирует следующую область пропускной способности

$$\mathfrak{S} = \left\{ (R_1, R_2) \in \mathbb{R}_+^2 \mid \begin{array}{l} R_1 \leq \log\left(1 + \frac{|g_1|^2 P_1}{N_0}\right) \\ \log\left(1 + \frac{|g_2|^2 P_2}{N_0}\right) \\ R_1 + R_2 \leq \log\left(1 + \frac{|g_1|^2 P_1 + |g_2|^2 P_2}{N_0}\right) \end{array} \right\}. \quad (9)$$

В схеме ортогонального множественного доступа первый пользователь занимает η от общего количества частотно-временных ресурсов, оставляя остальные $(1 - \eta)$ частотно-временных ресурсов второму пользователю. Их достижимые ставки могут быть вычислены с помощью

$$\begin{aligned}
 R_1 &= \eta \log \left(1 + \frac{|g_1|^2 P_1}{\eta N_0} \right) \\
 R_2 &= (1 - \eta) \log \left(1 + \frac{|g_2|^2 P_2}{(1 - \eta) N_0} \right).
 \end{aligned}
 \tag{10}$$

Предположим, что геометрия ближнего и дальнего пользователей $\frac{|g_1|^2 P_1}{N_0} = 20 \text{ dB}$ и $\frac{|g_2|^2 P_2}{N_0} = 0 \text{ dB}$ соответственно. Когда одинаковая пропускная способность (т. е. $\eta = 0,5$) выделяется любому пользователю с пропорциональными критериями справедливости, скорости ортогонального множественного доступа для каждого пользователя рассчитываются в соответствии с уравнением (10) как

$$\begin{aligned}
 R_1 &= 0,5 \log_2(1 + 200) = 3,8255 \text{ bps/Hz} \\
 R_2 &= 0,5 \log_2(1 + 2) = 0,7925 \text{ bps/Hz}
 \end{aligned}
 \tag{11}$$

Напротив, скорости передачи NoMA по восходящему каналу для каждого пользователя рассчитываются в соответствии с (5) и (4) (сначала декодируя ближнего пользователя) как

$$\begin{aligned}
 R_1 &= \log_2(1 + 50) = 5,6724 \text{ bps/Hz} \\
 R_2 &= \log_2(1 + 1) = 1 \text{ bps/Hz}
 \end{aligned}
 \tag{12}$$

что соответствует выигрышу в спектральной эффективности примерно на 48% и 26% в терминах схемы ортогонального множественного доступа.

В обратном порядке последовательного подавления помех скорости передачи NoMA по восходящему каналу для каждого пользователя рассчитываются в соответствии с уравнением (7) (сначала декодируя удаленного пользователя) как

$$\begin{aligned}
 R_1 &= \log_2(1 + 100) = 6,6582 \text{ bps/Hz} \\
 R_2 &= \log_2(1 + 1/101) = 0,0142 \text{ bps/Hz}
 \end{aligned}
 \tag{13}$$

Эти результаты соответствуют выигрышу в спектральной эффективности примерно на 74 % для ближнего пользователя и потере на -98 % для дальнего пользователя, что подразумевает значимость порядка последовательного подавления помех. Можно видеть, что разный порядок последовательного подавления помех дает одинаковую суммарную скорость $R = 6,6724 \text{ bps/Hz}$, что подтверждает эквивалентность уравнений (8) и (6).

4. БЕЗГРАНТОВАЯ ПЕРЕДАЧА В ВОСХОДЯЩЕМ КАНАЛЕ

Большинство передач по восходящему каналу в традиционных мобильных системах планируют пользователей ортогонально, с выделенной единицей частотно-временных ресурсов для каждого пользователя. Такое планирование пользователей приводит к большим издержкам передачи сигналов между сетью и терминалами. С другой стороны, полезная нагрузка данных обычно неоднородна и мала в сценариях развертывания современного Интернета вещей, но количество подключений огромно. Высокое энергопотребление устройств из-за значительных накладных расходов на одного пользователя и жесткого механизма управления делают недорогую конструкцию терминала с низким энергопотреблением более сложной задачей. NOMA позволяет одновременно обслуживать большее количество пользователей и облегчает передачу без грантов, так что система не ограничивается строго количеством ортогональных ресурсов и степенью детализации их планирования.

Чтобы смягчить эффект конфликта ресурсов при неортогональной передаче, может применяться расширение. Исторически сложилось так, что неортогональная передача использовалась в передаче по восходящей линии IS-95, CDMA2000 и

широкополосного множественного доступа с кодовым разделением каналов (WideBand code division multiple access - WCDMA), и это лишь некоторые из них, которые в основном обслуживают голосовых пользователей с коммутацией каналов с непрерывным, но небольшим потоком данных. Эти системы основаны на расширении спектра прямой последовательностью, что позволяет нескольким пользователям совместно использовать общий частотно-временной ресурс с помощью набора кодов расширения. Точно так же концепция распространения может быть использована в восходящем канале для массового соединения с более продвинутыми методами. Он поднимает новую философию проектирования неортогональной передачи, называемую NoMA в кодовой области, по сравнению с традиционной конструкцией, называемой NoMA в области мощности. Безгрантовая передача по восходящему каналу состоит из следующих важнейших компонентов [16]:

- **распространение кода:** как видно из технологии 3G, основанной на расширении спектра прямой последовательностью, расширение может повысить устойчивость системы к помехам в совмещенном канале и помехам между пользователями. Факторный граф — эффективный инструмент для оптимизации проекта. В факторном графе несколько переменных узлов связаны с несколькими факторными узлами. Связи между узлами-переменными и узлами-факторами определяют ключевое свойство неортогональных схем доступа. Кроме того, карта соединений предоставляет руководство по реализации приемника, например, распространение на основе сигнатур с низкой плотностью, которое может снизить сложность обнаружения, избегая расчета метрики полных соединений между узлами переменных и узлами факторов. Более того, небинарные сложные последовательности имеют более низкую взаимную корреляцию между различными последовательностями по сравнению с бинарными, даже если они очень короткие. Эти функции могут облегчить размещение значительно более активных пользователей в общих ресурсах, когда эти пользователи случайным образом выбирают последовательности распространения.

- **Режим работы:** при безгрантовой передаче адаптация канала выполняется в долгосрочном стиле, что означает выбор схемы модуляции и кодирования (MSC) зависит только от крупномасштабного замирания и управления мощностью без обратной связи. Схема модуляции и кодирования (MCS) не часто корректируется, поскольку флуктуация крупномасштабных замираний изменяется относительно медленно, а безгрантовое планирование не направлено на максимизацию пропускной способности системы.

- **Конструкция приемника:** Большое внимание привлекли два типа приемников:

- Последовательное подавление помех на уровне битов
- Алгоритм передачи сообщений (MPA)

Подавление помех на уровне битов аналогично подавлению последовательных помех на уровне кодовых слов. Для восходящего канала подавление помех на уровне битов становится более доступным, чем для нисходящего канала, поскольку базовой станции необходимо декодировать биты всех активных устройств. MPA — это субоптимальный алгоритм обнаружения графа факторов с максимальным правдоподобием. Процесс обнаружения является итеративным, как и в декодере LDPC (проверка на четность с низкой плотностью), где метрика достоверности или внешняя информация течет туда и обратно между узлами переменных и узлами факторов.

Различные схемы были разработаны для NoMA восходящего канала для поддержки массового подключения и обеспечения безгрантовой передачи с низкой задержкой. Например, в общей сложности 15 предложений было подано в 3GPP при разработке новой передачи восходящего радиоканала [17], включая реализацию как

кодového домена, так и мощностного домена. Эти схемы имеют много общего, в том числе и общую основу, независимо от их конкретных свойств.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

NoMA — это конструктивное решение для повышения пропускной способности системы за счет одновременного размещения большего числа пользователей на одном и том же временном/частотном ресурсе, уменьшения системной задержки, вызванной планированием и очередями, для обеспечения ортогональности между пользователями, а также ослабления зависимости от точной информации о состоянии канала и качество обратной связи.

В частности, для восходящей линии связи NoMA с поддержкой без грантов является конкурентоспособным решением для передачи небольших пакетов во многих сценариях. В то время, как для нисходящей линии связи, помимо обязательного, NoMA может быть привлекательным в сверхплотных сетях UDN и сетях с высокой мобильностью, чтобы помочь повысить производительность на границе соты и решить частые проблемы с передачей обслуживания.

Ожидается, что стандарт 6G интегрировал NoMA из-за его преимуществ в спектральной эффективности и больших связях. Также предполагается, что будут разработаны более совершенные и эффективные схемы NoMA, которые будут более тесно интегрированы в системы следующего поколения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Y. L. Lee, D. Qin, L. C. Wang, and G. H. Sim, "6G massive radio access networks: Key applications, requirements and challenges," *IEEE Open Journal of Vehicular Technology*, vol. 2, pp. 54-66, 2021
2. W. U. Khan, F. Jameel, M. A. Jamshed, H. Pervaiz, S. Khan, and J. Liu, "Efficient power allocation for NOMA-enabled IoT networks in 6G era," *Physical Communication*, vol. 39, Apr. 2020.
3. H. Li, F. Fang, and Z. Ding, "Joint resource allocation for hybrid NOMA-assisted MEC in 6G networks," *Digital Communications and Networks*, vol. 6, no. 3, pp. 241-252, 2020.
4. Ding, Z., Lei, X., Karagiannidis, G. K., Schober, R., Yuan, J. and Bhargava, V. K. (2017), 'A survey on non-orthogonal multiple access for 5G networks: Research challenges and future trends', *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 35(10), 2181-2195.
5. Ahmad, Abdulsattar & Majeed, Sayf & Dawood, Younis "A Survey of 6G Mobile Systems, Enabling Technologies, and Challenges" *International Journal of Electrical and Electronic Engineering & Telecommunications* Vol. 12, No. 1, January 2023
6. Tong, W., & Zhu, P. (Eds.). (2021). *6G: The Next Horizon: From Connected People and Things to Connected Intelligence*. Cambridge: Cambridge University Press. doi:10.1017/9781108989817
7. Khaled Salah Mohamed. (2022). *Wireless Communications Systems Architecture Transceiver Design and DSP Towards 6G*. Springer Cham. <https://doi.org/10.1007/978-3-031-19297-5>.
8. Chen, Yan et al. *Toward the Standardization of Non-Orthogonal Multiple Access for Next Generation Wireless Networks*. *IEEE Communications Magazine*· February 2018. DOI: 10.1109/MCOM.2018.170084.
9. T. M. Cover and J. A. Thomas. *Elements of information theory*, John Wiley & Sons, 2012.
10. L. Zhu, Z. Xiao, X. Xia, D. Oliver Wu, *Millimeter-wave communications with non-orthogonal multiple access for B5G/6G*. *IEEE Access* 7, 116123-116132 (2019)

11. X. Zhang, C. Han, X. Wang, Joint beamforming-power-bandwidth allocation in terahertz NOMA networks, in 2019 16th Annual IEEE International Conference on Sensing, Communication, and Networking (SECON) (2019), pp 1-9
12. M.S. Ali, E. Hossain, A. Al-Dweik, D.I. Kim, Downlink power allocation for CoMP-NOMA in multi-cell networks. *IEEE Trans. Commun.* 66(9), 3982-3998 (2018)
13. M.S. Ali, E. Hossain, D.I. Kim, Coordinated multipoint transmission in downlink multi-cell NOMA systems: models and spectral efficiency performance. *IEEE Wireless Commun.* 25(2), 24 – 31(2018)
14. Yuan, Y., & Yuan, Z. (2022). *5G New Radio Non-Orthogonal Multiple Access* (1st ed.). CRC Press. <https://doi.org/10.1201/9781003336167>
15. Bhatia, V., Swami, P., Sharma, S. et al. Non-orthogonal Multiple Access: An Enabler for Massive Connectivity. *J Indian Inst Sci* 100, 337–348 (2020). <https://doi.org/10.1007/s41745-020-0162-9>
16. M. B. Shahab, R. Abbas, M. Shirvanimoghaddam and S. J. Johnson, "Grant-Free Non-Orthogonal Multiple Access for IoT: A Survey," in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 22, no. 3, pp. 1805-1838, thirdquarter 2020, doi: 10.1109/COMST.2020.2996032.
17. N. Ye, X. Li, H. Yu, A. Wang, W. Liu, X. Hou, Deep learning aided grant-free NoMA toward reliable low-latency access in tactile internet of things. *IEEE Trans. Ind. Inf.* 15(5), 2995–3005 (2019).

REFERENCES

1. Y. L. Lee, D. Qin, L. C. Wang, and G. H. Sim, "6G massive radio access networks: Key applications, requirements and challenges," *IEEE Open Journal of Vehicular Technology*, vol. 2, pp. 54-66, 2021
2. W. U. Khan, F. Jameel, M. A. Jamshed, H. Pervaiz, S. Khan, and J. Liu, "Efficient power allocation for NOMA-enabled IoT networks in 6G era," *Physical Communication*, vol. 39, Apr. 2020.
3. H. Li, F. Fang, and Z. Ding, "Joint resource allocation for hybrid NOMA-assisted MEC in 6G networks," *Digital Communications and Networks*, vol. 6, no. 3, pp. 241-252, 2020.
4. Ding, Z., Lei, X., Karagiannidis, G. K., Schober, R., Yuan, J. and Bhargava, V. K. (2017), 'A survey on non-orthogonal multiple access for 5G networks: Research challenges and future trends', *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 35(10), 2181-2195.
5. Ahmad, Abdulsattar & Majeed, Sayf & Dawood, Younis "A Survey of 6G Mobile Systems, Enabling Technologies, and Challenges" *International Journal of Electrical and Electronic Engineering & Telecommunications* Vol. 12, No. 1, January 2023
6. Tong, W., & Zhu, P. (Eds.). (2021). *6G: The Next Horizon: From Connected People and Things to Connected Intelligence*. Cambridge: Cambridge University Press. doi:10.1017/9781108989817
7. Khaled Salah Mohamed. (2022). *Wireless Communications Systems Architecture Transceiver Design and DSP Towards 6G*. Springer Cham. <https://doi.org/10.1007/978-3-031-19297-5>.
8. Chen, Yan et al. Toward the Standardization of Non-Orthogonal Multiple Access for Next Generation Wireless Networks. *IEEE Communications Magazine*· February 2018. DOI: 10.1109/MCOM.2018.170084.
9. T. M. Cover and J. A. Thomas. *Elements of information theory*, John Wiley & Sons, 2012.
10. L. Zhu, Z. Xiao, X. Xia, D. Oliver Wu, Millimeter-wave communications with non-orthogonal multiple access for B5G/6G. *IEEE Access* 7, 116123-116132 (2019)

11. X. Zhang, C. Han, X. Wang, Joint beamforming-power-bandwidth allocation in terahertz NOMA networks, in 2019 16th Annual IEEE International Conference on Sensing, Communication, and Networking (SECON) (2019), pp 1-9
12. M.S. Ali, E. Hossain, A. Al-Dweik, D.I. Kim, Downlink power allocation for CoMP-NOMA in multi-cell networks. *IEEE Trans. Commun.* 66(9), 3982-3998 (2018)
13. M.S. Ali, E. Hossain, D.I. Kim, Coordinated multipoint transmission in downlink multi-cell NOMA systems: models and spectral efficiency performance. *IEEE Wireless Commun.* 25(2), 24 – 31(2018)
14. Yuan, Y., & Yuan, Z. (2022). 5G New Radio Non-Orthogonal Multiple Access (1st ed.). CRC Press. <https://doi.org/10.1201/9781003336167>
15. Bhatia, V., Swami, P., Sharma, S. et al. Non-orthogonal Multiple Access: An Enabler for Massive Connectivity. *J Indian Inst Sci* 100, 337–348 (2020). <https://doi.org/10.1007/s41745-020-0162-9>
16. M. B. Shahab, R. Abbas, M. Shirvanimoghaddam and S. J. Johnson, "Grant-Free Non-Orthogonal Multiple Access for IoT: A Survey," in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 22, no. 3, pp. 1805-1838, thirdquarter 2020, doi: 10.1109/COMST.2020.2996032.
17. N. Ye, X. Li, H. Yu, A. Wang, W. Liu, X. Hou, Deep learning aided grant-free NoMA toward reliable low-latency access in tactile internet of things. *IEEE Trans. Ind. Inf.* 15(5), 2995–3005 (2019).

О ПРОБЛЕМАХ ТЕСТИРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Т. В. Аветисян^{1,2}, И. Я. Львович¹, Я. Е. Львович³, А. П. Преображенский¹,
Ю. П. Преображенский¹

¹АНОО ВО ВИВТ, Воронеж, Россия

²АНПОО «Колледж ВИВТ», Воронеж, Россия

³ФГБОУ ВО ВГТУ, Воронеж, Россия

Аннотация. В статье рассматриваются особенности тестирования информационно-телекоммуникационных систем. Показана общая архитектуры автоматизации тестирования. Дано описание слоя тестовых данных системы автоматизации тестирования. Продемонстрированы факторы развития стратегий и средств управления тестовыми данными.

Ключевые слова: тестирование; информационно-телекоммуникационная система; связь.

ABOUT THE PROBLEMS OF TESTING THE INFORMATION AND TELECOMMUNICATION SYSTEM

T. V. Avetisyan^{1,2}, I. Ya. Lvovich¹, Ya.E. Lvovich³, A.P. Preobrazhensky¹,
Yu.P. Preobrazhensky¹

¹ANOO HPE VIHT, Voronezh, Russia

²ANPOO "College VIHT", Voronezh, Russia

³FSEI HPE VSTU, Voronezh, Russia

Abstract. The paper deals with the features of testing information and telecommunication systems. The general architecture of test automation is shown. A description of the test data layer of the test automation system is given. The factors of development of strategies and tools for managing test data are demonstrated.

Keywords: testing; information and telecommunication system; communication.

1. ВВЕДЕНИЕ

Автоматизация тестирования информационно-телекоммуникационных систем рассматривается владельцами информационных продуктов на рынке IT как один из инструментов повышения конкурентоспособности своего продукта. Комплекс мероприятий по автоматизации тестирования информационно-телекоммуникационных систем может быть направлен на решение таких задач, как сокращение срока выхода очередного релиза продукта; снижение риска пропуска в релиз критических дефектов регрессионного или иного характера, приводящего к убыткам; автоматизация рутинных проверок в цикле тестирования информационно-телекоммуникационных систем; анализ состояния сборки версии продукта.

Внедрение автоматизации тестирования следует отнести к сложным проектам, требующим инвестиций с определенной долей риска. Неправильная реализация проекта внедрения автоматизации тестирования информационно-телекоммуникационных систем может привести к убыткам вследствие длительного превышения расходов на данный процесс аналогичных расходов при ручном тестировании информационно-телекоммуникационных систем.

Целью работы является рассмотрение особенностей тестирования информационно-телекоммуникационных систем.

2. ОСНОВНЫЕ ПРОБЛЕМЫ АВТОМАТИЗАЦИИ ТЕСТИРОВАНИЯ

Согласно Стандартному глоссарию терминов, используемых в тестировании программного обеспечения, разработанному организацией ISTQB [1], под автоматизацией тестирования понимается использование программного обеспечения для помощи в выполнении определенных операций в рамках цикла тестирования. (управление тестированием, выполнение тестов, проверка результатов и т.д.).

Автоматизация тестирования включает следующие мероприятия:

–Использование специально созданных программных средств для управления и настройки предварительных условий тестирования;

–Выполнение тестов;

–Сравнение фактических результатов с прогнозируемыми результатами.

Ожидается, что автоматизация тестирования поможет последовательно и многократно запускать множество тестовых случаев в разных версиях тестируемой системы и/или средах. Но следует рассматривать автоматизацию тестирования больше, чем механизм для запуска набора тестов без участия человека.

Выделяют следующие компоненты верхнего уровня:

–Программное обеспечение;

–Документацию;

–Тест-кейсы;

–Тестовые среды;

–Тестовые данные.

Тестовое программное обеспечение необходимо для проведения таких мероприятий, как:

–Внедрение автоматизированных тестов;

–Мониторинг и контроль выполнения автоматизированных тестов;

–Интерпретация, отчетность и регистрация результатов автоматизированного тестирования.

Автоматизация тестирования имеет различные подходы к взаимодействию с тестируемой системой:

–Тестирование через общедоступные интерфейсы к классам, модулям или библиотекам тестируемой системы (тестирование API);

–Тестирование через пользовательский интерфейс тестируемой системы (например, тестирование графического интерфейса пользователя или тестирование CLI);

–Тестирование через службу или протокол.

Основные факторы, которые влияют на долгосрочный успех проекта, включают:

–Архитектуру автоматизации тестирования (ТАА);

–«Тестируемость» системы;

–Стратегию автоматизации тестирования;

–Фреймворк для автоматизации тестирования.

Под общей архитектурой автоматизации тестирования понимается представление уровней, компонентов и интерфейсов архитектуры автоматизации тестирования, позволяющее использовать структурированный и модульный подход для реализации автоматизации тестирования.

Структура общей архитектуры автоматизации тестирования представлена на рис.

1.

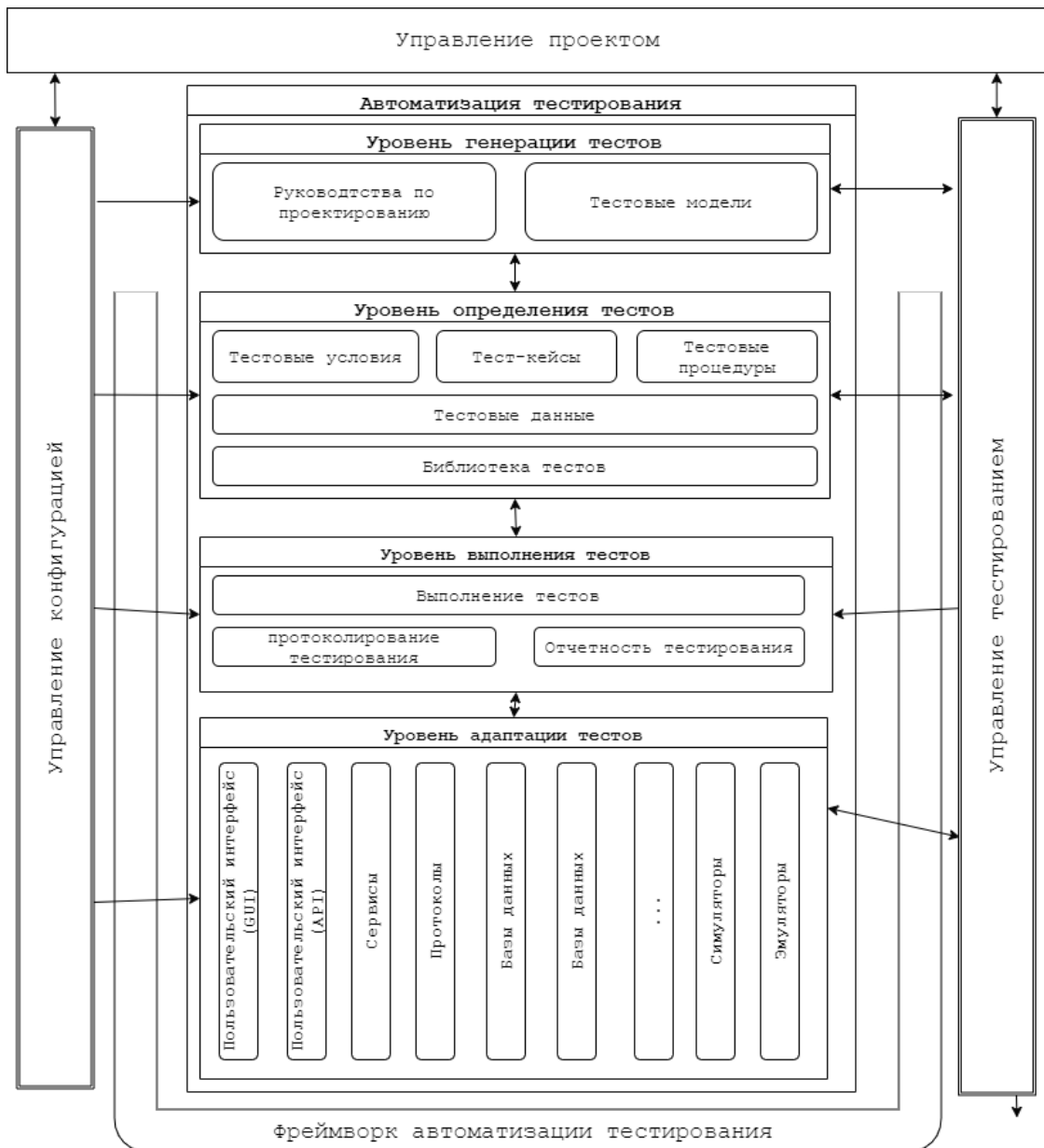


Рис.1. Общая архитектура автоматизации тестирования.

Фреймворк автоматизации тестирования в рамках общей архитектуры представляет собою инструмент, обеспечивающий среду для автоматизации тестирования. Обычно он включает в себя средства тестирования и библиотеку тестов.

Любое изменение может оказать влияние на надежность и производительность системы автоматизации тестирования ввиду характера выполняемых задач.

Необходимо оценить, какие изменения и улучшения необходимо внести – требуются ли для этого изменения в программном обеспечении для тестирования, настраиваемых библиотеках функций, операционной системе. Общая цель изменений состоит в том, чтобы обеспечить эффективное выполнение автоматических тестов. Изменения следует вносить постепенно, чтобы влияние на систему автоматизации тестирования можно было измерить с помощью ограниченного набора тестовых сценариев. Как только будет установлено, что никаких вредных последствий предлагаемых изменений не выявлено, они могут быть полностью реализованы. Полный регрессионный прогон – завершающий этап проверки того, что изменение не оказало негативного влияния на автоматизированные сценарии. Во время выполнения этих

сценариев регрессии могут быть обнаружены ошибки. Выявление основной причины этих ошибок (с помощью отчетов, логов, анализа данных и т.д.) позволит убедиться, что они не являются результатом деятельности по улучшению автоматизации.

По мере развития системы автоматизации тестирования открываются новые способы более эффективного выполнения задач. Появляются новые методы, которые включают оптимизацию кода в функциях, использование более новых библиотек операционной системы и т.д. Их необходимо включать в библиотеки основных функций, которые используются текущим проектом.

Большая часть того, что происходит во время автоматического выполнения тестов – это запрос элементов управления в графическом интерфейсе. Извлекается информации об определенном элементе управления (например, видимый / невидимый, включен / не включен, размеры содержимого списков, таблиц, данные и т.д.). С помощью этой информации автоматический тест может выбрать элемент из выпадающего списка, ввести данные в поле, прочитать значение из поля и т.д. Существует ряд функций, которые могут воздействовать на элементы управления для получения этой информации. Некоторые функции являются узкоспециализированными, в то время как другие носят более общий характер.

Например, может существовать определенная функция, которая работает только в выпадающих списках. В качестве альтернативы может существовать функция (или она может быть создана и использована в рамках системы автоматизации тестирования), которая работает с несколькими функциями, указав функцию в качестве одного из ее параметров. Поэтому инженер по автоматизации тестирования может использовать несколько функций, которые могут быть объединены в меньшее количество функций, достигая тех же результатов и сводя к минимуму требования к техническому обслуживанию.

В течение всего жизненного цикла системы автоматизации тестирования необходимо вносить изменения, чтобы реагировать на развитие тестируемой системы, иметь все возможности для эффективного выполнения тестов. При расширении функций программного решения автоматизации тестирования необходимо стремиться, чтобы они применялись на верхнем, архитектурном уровне, соответствовали паттернам проектирования информационно-телекоммуникационных систем, принципам SOLID. Таким образом, поскольку для нового функционала тестируемой системы требуются дополнительные сценарии, создаются совместимые компоненты для размещения новых автоматических тестов [1].

3. ОПИСАНИЕ СЛОЯ ТЕСТОВЫХ ДАННЫХ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗАЦИИ ТЕСТИРОВАНИЯ

Управление тестовыми данными в системе автоматизации тестирования – это сквозной процесс, который затрагивает разные слои и компоненты системы. В рамках исследования необходимо определить сущность процесса, влияние на компоненты тестовой среды, проблемы в существующих системах автоматизации тестирования при работе с тестовыми данными и решить, поможет ли усовершенствование работы системы автоматизации тестирования с тестовыми данными повысить эффективность самой системы.

Согласно Стандартному глоссарию терминов, тестовые данные – это данные, которые существуют (например, в базе данных) на начало выполнения теста и влияют на работу, или же испытывают влияние со стороны тестируемой системы или компонента [2].

Подготовка данных – это не одноэтапный процесс. Он включает в себя ряд подготовительных этапов. Прежде всего, это обнаружение данных - процесс анализа и

сбора данных из разных источников, например, для сопоставления шаблонов данных, поиска недостающих данных и обнаружения выбросов. Проверка данных включает правила и ограничения для валидации данных, например, по формату, содержанию, полноте, целостности. Структурирование данных включает в себя задачи по созданию, представлению и структурированию информации – например, обновление схемы, обнаружение и изменение кодировки, преобразование данных.

4. ФАКТОРЫ РАЗВИТИЯ СТРАТЕГИЙ И СРЕДСТВ УПРАВЛЕНИЯ ТЕСТОВЫМИ ДАННЫМИ

Требования к тестовым данным постоянно меняются по мере развития методов и систем разработки и тестирования информационно-телекоммуникационных систем, Подготовка тестовых данных должна соответствовать технологиям, структуре и взаимосвязям, существующим в информационных системах – при этом тестовые данные должны соответствовать все более строгим правилам информационной безопасности. Некоторые изменения в методах разработки программного обеспечения требуют необходимости переосмысления подходов к подготовке и управлению тестовыми данными.

Международные компании, которые специализируются на проектировании, сборке и тестировании сложных информационных систем, ежегодно публикуют отчеты, в которых рассматривают актуальные на текущий год тенденции и проблемы в данной области. Ниже рассмотрены мотивы к совершенствованию процессов управления тестовыми данными и существующие проблемы из публикации от IT-компаний Curiosity Software Ireland [3].

Итеративная разработка информационно-телекоммуникационных систем – сокращение срока выхода очередного релиза продукта усугубляет проблемы подготовки и управления тестовыми данными. Для каждого выпуска информационного продукта требуются обновленные тестовые данные.

Автоматизация выполнения тестов – в то время как специалисты по ручному тестированию могут выполнять ограниченное количество тестов во время спринта, системы автоматизации могут работать бесперебойно и параллельно в течение заданного командой тестирования времени. Соответственно, растут требования к объему и разнообразию подготовленных тестовых данных. Автоматические тесты также могут привести данные к невалидному состоянию.

Корпоративный DevOps – Контейнерное развертывание облегчает разработчикам копирование и замену компонентного кода. Для тестирования компонентов требуются такие данные, которые будут отражать взаимосвязи между этими компонентами.

Требования информационной безопасности – растущие финансовые и репутационные издержки несоблюдения требований ограничивают или исключают возможности использования необработанных производственных данных в средах тестирования и разработки.

Новые технологии – наблюдается рост популярности использования разработчиками программных решений с открытым кодом, таких как Apache Solr и Kafka, платформ больших данных и молодых баз данных, таких как Hadoop и Maria DB. Такие продукты требуют гибкости в работе с разными форматами данных.

5. ПРОБЛЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТЕСТОВЫМИ ДАННЫМИ

Можно выделить актуальные проблемы, связанные с тестовыми данными на сегодняшний день. Они классифицируются с точки зрения скорости тестирования, качества тестирования, стоимости тестирования и риска несоблюдения нормативных требований.

Низкое покрытие комбинаций входных условий – тестовые производственные данные с низким разнообразием содержимого снижают охват функционала тестированием.

Нарушение целостности тестовых данных снижает стабильность и качество тестирования, когда команды имеют дело с тестированием сложных, многоуровневых информационных систем.

Устаревшие практики управления тестовыми данными могут снижать скорость цикла тестирования. Среди таких практик – необходимость команд тестирования получать тестовые данные вручную от централизованной группы, ответственной за управление данными.

Поиск комбинаций входных данных – когда данные предоставляются в тестовые среды, тестировщики должны потратить дополнительное время на поиск точных комбинаций данных, необходимых для выполнения тестов. Проблема в том, что производственные копии большие, громоздкие и повторяющиеся. Так, в «Отчете о мировом качестве» 46 % респондентов ссылаются на поиск соответствующих тестовых данных в больших наборах данных в качестве проблемы при тестировании информационно-телекоммуникационных систем [7].

Ручное создание и поддержка данных – если требуется создавать сложные тестовые данные, необходимые для достаточной проверки требований к информационно-телекоммуникационным системам, это отнимает время и может привести к ошибкам при выполнении вручную.

Совместное использование тестовых данных – при использовании традиционных методов управления тестовыми данными тестировщики часто вынуждены ждать, пока вышестоящая команда закончит работу с набором данных, в котором они нуждаются. Дополнительные задержки возникают, когда другой тестировщик использует или удаляет данные, или полезные данные теряются во время их обновления.

Ресурсоемкость – сохранение объемных копий данных с низким разнообразием и низким охватом означает, что часть затрат на хранение данных может быть избыточной.

Ужесточение нормативных требований – определение законодательством того, что представляют собой конфиденциальные данные, регулярно расширяется, и перед использованием данных требуется более тщательная их проверка [2].

В рамках исследования был изучен рынок производителей инструментов управления тестовыми данными.

По данным исследования Test Data Management Buyer's Guide and Reviews September 2021 [3], можно выделить следующих лидеров рынка: Delphix Test data tool, IBM InfoSphere Optim Test Data Management (TDM), Informatica Cloud Test Data Management, DATPROF, SOLIX, CA Test data manager

Инструменты управления тестовыми данными от указанных производителей решают во многом одинаковый набор задач, а именно формирование подмножеств тестовых данных, маскировка данных, виртуализация баз данных, создание тестовых сред, формирование производственных копий данных. Рассматриваемые инструменты являются дорогостоящими, сложными для внедрения, при этом обладают мощным функционалом для решения всех поставленных задач.

В приобретении и установке могут быть заинтересованы крупные финансовые организации, например, банки. Например, компания DIS Group опубликовала отчет о сотрудничестве с ПАО Сбербанк в области обезличивания тестовых данных. Проблема заключалась в том, что объем собираемых данных, которые требовали маскирования измерялись в сотнях терабайтов. Обезличивание такого массива шло долго. На одну базу уходило до 50 человеко-дней, а для проверки качества выполненного маскирования – до 10 человеко-дней. Качество обезличенных данных, используемых при нагрузочном

и функциональном тестировании, также требовало улучшения. Для решения проблемы, компания Dis Group использовала инструмент Informatica Test Data Management для создания тестовых уменьшенных копий данных на основании заданных клиентом правил. Теперь даже при тех больших объемах данных, которые собирает Сбербанк, обезличивание происходит всего за 3 рабочих дня. Сотрудники информационной безопасности теперь проверяют данные не за 10, а за 3 рабочих дня. Операционные затраты банка на обезличивание информации сократилось. Снижился риск утечки конфиденциальных данных через ИТ-специалистов, благодаря чему Сбербанку стало проще соблюдать коммерческую банковскую тайну и федеральное законодательство [3].

Регулярно публикуются отчеты об исследованиях рынка инструментов управления тестовыми данными, обучающие материалы.

Однако в процессе исследования не были найдены популярные отечественные инструменты управления тестовыми данными. Развивается проект Iguana резидента инновационного центра “Сколково” - Appline [4].

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В информационно-телекоммуникационной системе необходимо осуществлять процессы тестирования. Для этого необходимо применять соответствующие программные и технические решения. Данные для проведения тестирования должны быть подготовлены соответствующим образом.

ЛИТЕРАТУРА

1. ISTQB Glossary / ISTQB (International Software Testing Qualifications Board) – (<https://www.istqb.org/downloads/glossary.html>)
2. Advanced Level Syllabus – Test Automation Engineer / ISTQB (International Software Testing Qualifications Board) – 2016 – (<https://www.istqb.org/downloads/send/48-advanced-level-test-automation-engineer-documents/201-advanced-test-automation-engineer-syllabus-ga-2016.html>)
3. Test Data Management Buyer's Guide and Reviews September 2021 / IT Central Station – 2021 – (<https://www.itcentralstation.com/landing/report-test-data-management>)
4. Информационный ресурс / IBS Appline (<https://www.appline.ru/services/nashi-resheniya/reshenie-iguana>)

REFERENCES

1. ISTQB Glossary / ISTQB (International Software Testing Qualifications Board) – (<https://www.istqb.org/downloads/glossary.html>)
2. Advanced Level Syllabus – Test Automation Engineer / ISTQB (International Software Testing Qualifications Board) – 2016 – (<https://www.istqb.org/downloads/send/48-advanced-level-test-automation-engineer-documents/201-advanced-test-automation-engineer-syllabus-ga-2016.html>)
3. Test Data Management Buyer's Guide and Reviews September 2021 / IT Central Station – 2021 – (<https://www.itcentralstation.com/landing/report-test-data-management>)
4. Информационный ресурс / IBS Appline (<https://www.appline.ru/services/nashi-resheniya/reshenie-iguana>)

О ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРА СИГНАЛА С УЧЕТОМ КРАЕВЫХ АНОМАЛЬНЫХ ОШИБОК

А. В. Зюльков

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Методом статистического моделирования оценено влияние краевых аномальных ошибок на точность оценки временного положения видеоимпульса на фоне белого гауссовского шума.

Ключевые слова: оценка максимального правдоподобия; статистическое моделирование; пограничные аномальные ошибки; малый априорный интервал.

THE ACCURACY OF SIGNAL PARAMETER ESTIMATION WITH ACCOUNT OF EDGE ANOMALOUS ERRORS

A.V. Zyulkov

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The influence of boundary anomalous errors on the accuracy of estimating the temporal position of a video pulse against the background of white Gaussian noise was estimated by statistical modeling.

Keywords: maximum likelihood estimation; statistical modeling; boundary anomalous errors; small a priori interval.

1. ВВЕДЕНИЕ

Надежность оценки параметров сигнала характеризуется величиной аномальных ошибок измерения. Они возникают, когда оценка находится вдали от истинного значения параметра сигнала (вне области надежной оценки).

В отсутствие априорной информации о вероятностном распределении оцениваемого параметра сигнала часто используется метод максимального правдоподобия. При этом аномальные ошибки обуславливаются большими выбросами логарифма функционала отношения правдоподобия из-за шумовых выбросов

- в области нулевых значений сигнальной функции;
- наложенных на боковые лепестки сигнальной функции;
- на краях априорного интервала возможных значений оцениваемого параметра.

Методы расчета точности измерения с учетом первых двух приведенных факторов достаточно подробно изучены [1, 2 и др.], в то время как на наличие последнего фактора было указано лишь сравнительно недавно [3-5]. Его влияние на точность измерения наиболее сильно сказывается при малых нормированных величинах ξ априорного интервала оцениваемых параметров. При этом максимальные значения шумовой функции, представляющей собой коррелированный случайный процесс, достигаются в основном на краях интервала [3-5], что и вызывает соответствующие ошибки. В литературе рассмотрены вероятностные распределения величины и положения абсолютного максимума коррелированного случайного процесса на интервале, которые можно использовать при расчете характеристик метода максимального правдоподобия. Однако методы расчета точностных характеристик не разработаны. Цель настоящей

работы состоит в количественном анализе соответствующих ошибок на основе результатов статистического моделирования.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Оценка временного положения Δ_0 видеоимпульса

$$s(t - \Delta_0) = a \sin\left(\pi \frac{t - \Delta_0}{\tau}\right), \quad \Delta_0 \leq t \leq \tau + \Delta_0 \quad (1)$$

длительностью τ на фоне белого гауссовского шума со спектральной плотностью N_0 по методу максимального правдоподобия выносится по положению абсолютного максимума логарифма функционала отношения правдоподобия $M(\Delta)$

$$M(\Delta) = z^2 S(\Delta) + zN(\Delta), \quad z^2 = \frac{a^2 \tau}{N_0},$$

где нормированная сигнальная функция задается соотношением

$$S(\Delta) = \left(1 - \frac{|\Delta|}{\tau}\right) \cos\left(\pi \frac{|\Delta|}{\tau}\right) + \frac{1}{\pi} \sin\left(\pi \frac{|\Delta|}{\tau}\right), \quad -\tau \leq \Delta \leq \tau. \quad (2)$$

Она отлична от нуля только на интервале длительностью 2τ . Нормированная шумовая функция $N(\Delta)$ представляет собой стационарный гауссовский случайный процесс с нулевым средним значением и корреляционной функцией, совпадающей с $S(\Delta)$. Надежная оценка в первом приближении имеет гауссовское распределение с математическим ожиданием Δ и среднеквадратичной ошибкой

$$\sigma = \left[z^2 S''(0) \right]^{-1/2} = \frac{\tau}{\pi z}. \quad (3)$$

Во втором приближении метода малого параметра [1]

$$\sigma = \frac{\tau}{\pi z} \sqrt{1 + z^{-2}}. \quad (4)$$

В работе по выборке объемом 10^4 реализаций $M(\Delta)$ моделировалась оценка неизвестного временного положения сигнала (1) по методу максимального правдоподобия на априорном интервале нормированной длительности $\xi = T/\tau$ для различных отношений сигнал-шум z и рассчитывались ее условные характеристики. Величины ξ выбирались порядка нескольких единиц, когда влияние краевых аномалий наиболее велико. Истинное значение временного положения сигнала, определяемое положением абсолютного максимума $M(\Delta)$, всегда выбиралось в середине априорного интервала, так что теоретическое смещение оценки равно нулю.

На рисунках 1,2 сплошными кривыми приведены корреляционные функции шумовой функции, совпадающие с сигнальной функцией (2), и ее оценки по результатам моделирования для $\xi = 2$ (рис.1) и $\xi = 2,4$ (рис.2). Погрешности моделирования шумовой функции не превышают 6% от ее максимального значения и лежат в доверительном 95% интервале нулевого значения.

На рисунках 3-6 представлены гистограммы оценки максимального правдоподобия при различных z для $\xi = 2$. Рисунок 3 соответствует отсутствию сигнала. Шумовая функция принимает максимальные значения, равномерно распределенные на априорном интервале с дельта-особенностями на его краях. Более чем в 20% реализаций случайного процесса положение максимума достигалось на краях интервала. С ростом отношения сигнал-шум ($z = 1, 2, 5$ соответственно для рисунков 4-6) распределение оценки максимального правдоподобия стремится к гауссовскому, характерному для надежной оценки. Из рисунков следует, что при

умеренных z наличие краевых аномалий увеличивает среднеквадратическую ошибку по сравнению с величиной, характерной для надежной оценки.

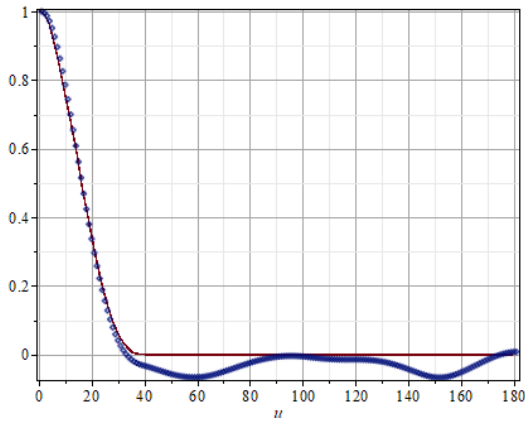


Рис.1

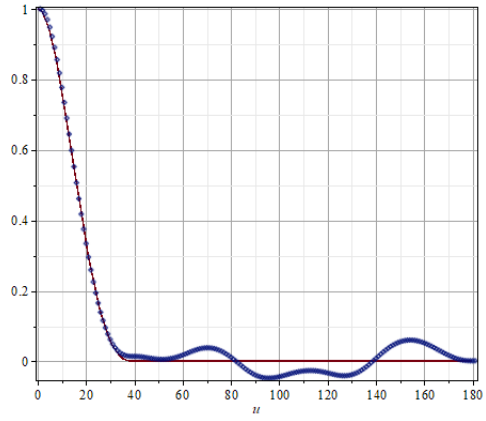


Рис.2

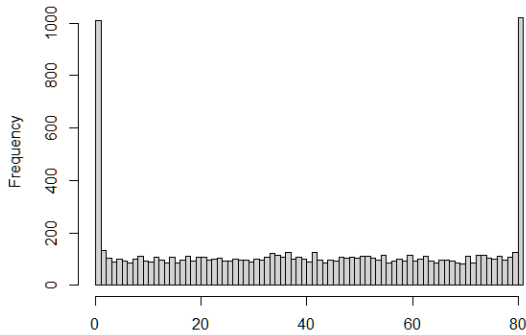


Рис.3

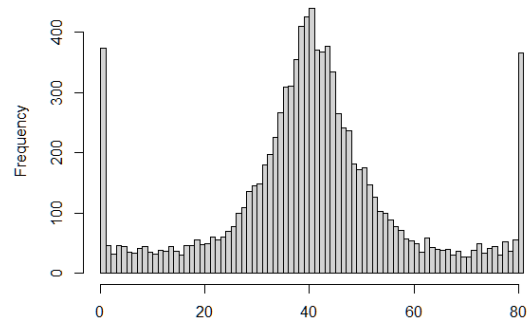


Рис.4

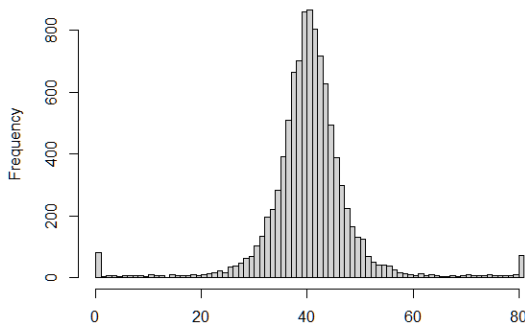


Рис.5

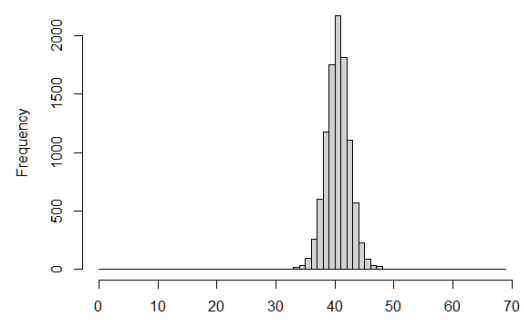


Рис.6

На рисунке 7 приведены графики среднеквадратичной ошибки оценки в зависимости от отношения сигнал-шум z в логарифмическом масштабе. Сплошная линия без маркеров соответствует нормированной на длительность сигнала τ величине среднеквадратичной ошибки, задаваемой (3). Штриховая кривая задается соотношением (4) для второго приближения среднеквадратичной ошибки. Маркерами нанесены значения, полученные при статистическом моделировании: $\xi = 2, 4$ - ромб; $\xi = 2$ - круг; $\xi = 1, 2$ - квадрат. С ростом z все кривые сходятся к графику нормированной среднеквадратичной ошибки σ/τ (3).

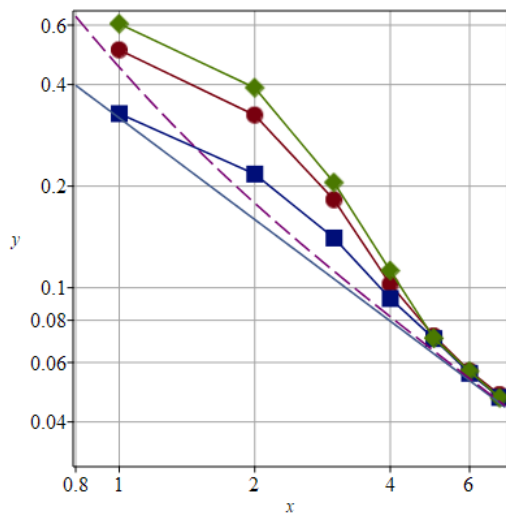


Рис.7

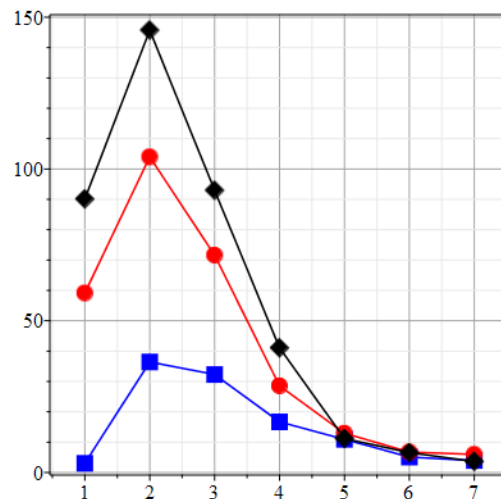


Рис.8

На рисунке 8 приведены графики зависимости относительной погрешности (в процентах) расчета от отношения сигнал-шум z . Обозначения соответствуют предыдущему рисунку. Видно, что погрешности применения формулы (3) для среднеквадратичной ошибки надежной оценки при определении точности измерения на малом интервале могут достигать десятков процентов.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По результатам статистического моделирования оценки временного положения видеоимпульса на фоне белого гауссовского шума на малом априорном интервале можно сделать вывод о величине аномальных ошибок оценки. Относительная погрешность вычисления среднеквадратичной ошибки при умеренных отношениях сигнал-шум с использованием границы Крамера-Рао может достигать десятков процентов. При значениях $z \sim 3..5$ использование следующего приближения в разложении по малому параметру $1/z$ в выражении для надежной оценки меняет величину оценки лишь на единицы процентов. Поэтому при этих значениях параметров основные погрешности измерения обусловлены краевыми аномальными ошибками. Необходимость разработки методов их расчета зависит от практических потребностей.

Полученные результаты позволяют оценивать допустимые погрешности синхронизации и точности различных измерений в физике, радиофизике, геофизике и т.д.

ЛИТЕРАТУРА

1. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. радио, 1978. - 296 с.
2. Трифонов А.П., Шинаков Ю.С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. М.: Радио и связь, 1986. - 264 с.
3. Зюльков А.В. Совместное распределение величины и положения абсолютного максимума реализации стационарного гауссовского случайного процесса // Труды XXV Междунар. н.-т. конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2019 г. – Т.2 С. 45-50.
4. Зюльков А.В. Вероятностные характеристики величины и положения абсолютного максимума реализации стационарного гауссовского случайного процесса. // Труды

XXII Междунар. н.-т. конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2016г. - С. 245-249.

5. Зюльков А.В. Статистические характеристики некоторых параметров реализации случайного процесса. //Радиотехника, 1989, № 7, С.70-72.

REFERENCES

1. Kulikov E.I., Trifonov A.P. Oczenka parametrov signalov na fone pomex. M.: Sov. Radio, 1978.- 296 s.
2. Trifonov A.P., Shinakov Yu.S. Sovmestnoe razlichenie signalov i oczenka ix parametrov na fone pomex. M.: Radio i svyaz', 1986. - 264 s.
3. Zyul'kov A.V. Joint distribution of size and position the realization absolute maximum of sttionary gaussian stochastic process. //Trudi XXV Mezhdunar. n-t. konferencee "RLNC". Voronezh, 2019. – T.2, pp. 245-249.
4. Zyul'kov A.V. Probabilistic characteristics of size and position the realization absolute maximum of sttionary gaussian stochastic process. //Trudi XXII Mezhdunar. n-t. konferencee "RLNC". Voronezh, 2016. – Pp. 245-249.
5. Zyul'kov A.V. Statistical characteristics of some parameters of the realization of a random process. //Radiotekhnika, 1989. No7. Pp. 70-72.

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ УСТОЙЧИВОСТИ ПРОЦЕССА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЛОЖНОЙ ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

О. М. Лепешкин¹, Н. В. Савищенко², О. А. Остроумов², С. П. Тесля²

¹ Санкт-Петербургский Политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, Россия

² Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного (Военная академия связи), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Любая сложная техническая система в своем составе имеет систему управления и связи, либо их функции выполняет другая система. В процессе функционирования сложной технической системы должна обеспечиваться ее функциональная устойчивость, характеризующаяся способностью системы выполнять свои функции. В работе представлен подход к обеспечению функциональной устойчивости процесса функционирования сложной технической системы, основанный на своевременном выявлении и реагировании на конфликты в системе, а также предварительном формировании сценариев действий лиц, принимающих решение, и самой системы на конфликты.

Ключевые слова: критичность, критически важные объекты, критическая информационная инфраструктура сложная техническая система, предиктивный контроль, функциональная устойчивость, система управления, система контроля, сценарии действий.

APPROVED BY THE ORGANIZING COMMITTEE REQUIREMENTS FOR THE DESIGN OF REPORTS

O. M. Lepeshkin¹, N. V. Savishchenko², O. A. Ostroumov², S. P. Teslya²

¹Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, St. Petersburg, Russia

²Military Orders of Zhukov and Lenin Red Banner Academy of Communications. Marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny (Military Academy of Communications), St. Petersburg, Russia

Abstract. Any complex technical system has a control and communication system in its composition, or another system performs their functions. In the process of a complex technical system functioning, its functional stability, characterized by the ability of the system to perform its functions, must be ensured. The paper presents an approach to ensuring the functional stability of a complex technical system functioning process, based on the timely detection and response to conflicts in the system, as well as the preliminary formation of scenarios for the actions of decision makers and the system itself in response to conflicts.

Keywords: criticality, critically important objects, critical information infrastructure complex technical system, predictive control, functional stability, control system, control system, action scenarios.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современное общество и ее сферы зависят от информации. Важность информации с каждым годом растет, наряду с этим увеличивается значимость инфраструктуры, предназначенной для обработки информации. Последствием развития такой ситуации стало принятие ФЗ № 187 от 12.07.2017 года «О безопасности критической

информационной инфраструктуры (КИИ) РФ», регулирующим отношения в области обеспечения безопасности КИИ и защиты ее от компьютерных атак. Кроме этого, критичность отдельных систем проявляется в влиянии их на другие системы и критически важные объекты, обеспечение безопасности которых от влияния природных и техногенных факторов регулируется Федеральным законом от 21.12.1994 N 68-ФЗ «О защите населения и территорий от чрезвычайных ситуаций природного и техногенного характера» [1, 2]. Наряду с этим, с каждым годом количество различных дестабилизирующих факторов, влияющих на функционирования сложных технических систем (СТС) только возрастает [3-6], как и возрастают их возможности по выполнению различных функций и задач. Потребности различных систем, объектов, критичность СТС, определяют необходимость обеспечения их устойчивого функционирования, при этом, к системам предъявляются требования к непрерывности и автономности функционирования системы. Нарушение функционирования СТС, отсутствие возможности выполнять требуемый набор функций и задач характеризуют возникновение конфликтов в ней, обусловленных потребностями вышестоящей системы, других объектов в выполнении требуемого набора функций и задач с требуемым качеством и существующим состоянием системы в данный момент времени, когда она не способна выполнить эти функции и задачи, чему способствует, в том числе, возникающая критичность самой СТС, а также ее элементов. Существует необходимость перевода системы из одного состояния в другое – функционально устойчивое [7, 8].

Анализ известных подходов к устранению последствий воздействия на сложные технические системы различных факторов, а также нарушения их функционирования, показал, что наиболее действенной и часто применяемой формой является активная защита, обеспечивающая функциональную и структурные перестройки системы.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Реализация обеспечения функциональной устойчивости, автономности и непрерывности функционирования СТС предполагает наличие в системе механизмов реализации обратной связи в процессе управления, направленных на реализацию способности системы сохранять свою структуру и самовосстанавливать свое функционально устойчивое состояние, характеризующее способность системы выполнить свое целевое предназначение в установленные сроки с требуемым качеством [1, 8].

Под функциональной устойчивостью системы связи будем понимать свойство системы связи сохранять способность гарантированно выполнять требуемое целевое предназначение, характеризуемое определенным набором функций и задач системы с требуемым качеством и установленные сроки в условиях воздействия на нее различных дестабилизирующих факторов [8-11].

Под непрерывностью функционирования системы будет пониматься свойство системы характеризующее ее функциональную устойчивость и определяющая ее способность сохранять возможность в течении установленного времени выполнять заданные функции при условии пополнения необходимых ресурсов.

Под автономностью функционирования СТС будем понимать ее свойство, характеризующее ее функциональную устойчивость и определяющая ее способность выполнять заданный перечень функций системы в течении установленного времени, при отсутствии пополнения ресурса системы.

Рассмотрим состояние системы характеризующее ее функциональную устойчивость. Под данным состоянием будем понимать характеристику СТС, отражающую ее структуру и процесс ее функционирования, а также позволяющую

выполнить целевое предназначение системы. В качестве такой характеристики предлагается использовать профиль функционирования СТС.

Рассмотрим множество функциональных состояний СТС $S_1 = \{s_1, s_2, \dots, s_i\}$, где I – количество состояний системы. Любое из состояний из множества S_1 , характеризуется двумя характеристиками, описывающими ее структуру s_c , где C – количество совокупностей (набор) элементов системы связи, позволяющих выполнить каждую требуемую задачу, функцию, цель системы, и процесс функционирования s_Φ , где Φ – количество функциональных характеристик системы связи (задач, функций, целей системы связи), тогда каждое $s_i = \{s_c, s_\Phi\}$. Множество $s_c = \{s_1, s_2, \dots, s_c\}$, позволяет выбрать оптимальную структуру СТС, позволяющую выполнить одно из состояний s_Φ , которое также определяется, исходя из оптимальности выполнения набора функций и задач.

Процесс выбора состояния системы, позволяющего выполнить необходимое целевое предназначение осуществляется при условии соблюдения требований $T^{(i)} = \{T_1^{(i)}, T_2^{(i)}, \dots, T_L^{(i)}\}$, предъявляемых к системе и процессу ее функционирования, а также к ее элементам в данном i -м состоянии, где L – количество показателей требований, предъявляемые к СТС в данном i -м состоянии. Способность выполнить СТС данные требования в каждом i -м состоянии из множества S_1 опишем множеством состояний, характеризующих качество выполнения $S_2 = \{w_i\}$.

Для описания процесса функционирования системы рассмотрим модель, представленную на рис. 1, где характеристики системы могут дополнительно иметь главную цель, подцели, подфункции, подзадачи, которые обобщаются в виде целей, функций, задач [1, 12]. Для достижения целей система должна выполнять возложенные на нее функции, задачи и регламенты за счет имеющегося ресурса [1, 13], при условии выполнения требований, предъявляемых к системе, ее элементам, целям, функциям, задачам и ресурсам, при этом для обеспечения быстрого реагирования на нарушения функционирования элементов системы некоторые процессы должны быть автоматизированы. Отсутствие ресурса не выполнение функций, задач и регламентов, а также сбой в их выполнении, могут стать причиной нарушения ее устойчивого функционирования и не достижения целей системы [2, 14-16]. Выполнение целевого предназначения, определяется способностью системы выполнить требуемый перечень целей (множество целей) $A = \{A_1, A_2, \dots, A_a\}$, где a – общее количество целей, которые может выполнить СТС. Общее множество требований, предъявляемых к СТС и ее элементами обозначим как $T = \{T_1, T_2, \dots, T_n\}$, n – количество требований, предъявляемых к системе, ее элементам, целям, функциям, задачам, ресурсам. Множество $F = \{F_1, F_2, \dots, F_c\}$, характеризует функции, которые может выполнить СТС, где c – общее количество функций, которые может выполнить система. Множество $Z = \{Z_1, Z_2, \dots, Z_q\}$, характеризует задачи, которые может выполнить система, q – общее количество задач, которые может выполнить система. Процесс функционирования системы, а также способность их выполнить целевое предназначение, функции и задачи, возможны при наличии ресурса в системе, описываемого множеством $E = \{E_1, E_2, \dots, E_m\}$, где m – общее количество ресурсов, которые имеются в системе и которые она получает в процессе функционирования.

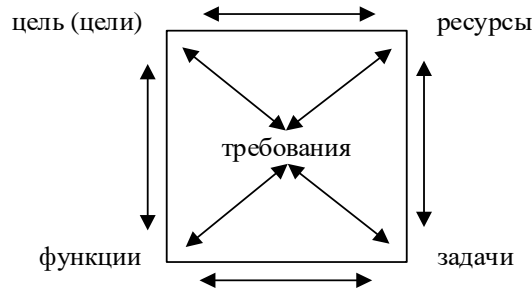


Рис. 1. Концептуальная модель обеспечения функционирования системы.

В зависимости от значений показателей требований к системе связи, она может находиться в состоянии гарантированного выполнения, требуемого количества задач, функций, целей или в состоянии нарушения их выполнения.

Способность системы выполнить целевое предназначение на определенном интервале времени за счет выполнения заданного набора функций можно записать в следующем виде:

$$\forall F \forall t_{\phi} \forall F_{\text{треб}} \exists A, \lim_{t_{\phi} \rightarrow \infty} \lim_{E \rightarrow \infty} \lim_{F \rightarrow \infty} f(x) = A \left| \begin{array}{l} x = \frac{F(E, t)}{F_{\text{треб}}} \\ \frac{t_{\phi}}{t_{\phi \text{ треб}}} \rightarrow 1 \\ E \in E_m, \end{array} \right. \quad (1)$$

где t_{ϕ} – время функционирования системы, $t_{\phi \text{ треб}}$ – требуемое время функционирования системы.

С учетом требований, предъявляемых к системе и качеству выполнения функций и задач СТС функционально устойчивое состояние системы будет иметь следующий вид:

$$W_{\text{фy}} = \left\{ s_i, w_i \mid \forall i, \forall j : T_1^{(i)} \in T_1^{(\text{треб})}, T_2^{(i)} \in T_2^{(\text{треб})}, \dots, T_L^{(i)} \in T_L^{(\text{треб})} \mid t = t_{\phi} \right\}$$

Любое состояние системы s_i является устойчивым, тогда, когда при воздействии на систему в данном состоянии любых дестабилизирующих факторов состояние w_i остается неизменным, что можно записать, как:

$$s_{i\text{фy}} = \left\{ \forall i \mid s_i \times r_i \rightarrow w_i \mid t = t_{\phi}, w_i \in S_{\text{фy}} \right\}$$

где r_i – элемент множества дестабилизирующих воздействий $R = \{r_1, r_2, r_3, \dots, r_i\}$ на СТС.

Обобщая вышеизложенный материал, с учетом множества функциональной устойчивых состояний системы, определяющих непрерывность и автономность функционирования СТС, она будет функционально устойчива, тогда и только тогда, когда при воздействии на нее различных дестабилизирующих факторов она остается в этом состоянии или переходит в другое, при этом выполняются следующие условия:

первоначальное состояние системы функционально устойчиво;

для любого состояния системы, достижимого из первоначального состояния при выполнении конечного числа переходов из одного состояния в другое, она оказывается в таком состоянии, которое функционально устойчиво.

Запишем это математически:

$$S_{\text{фy}} = \begin{cases} s_1 | s_i \in S_1, w_1 \in S_2, w_1 \cong w_{\text{фy}}, \\ s_i \times r_i \rightarrow s_i | s_i \in S_1, r_i \in R, w_i \in S_2, w_i \cong w_{\text{фy}}, \\ s_i \times r_i \rightarrow s_{(i+1)} | s_i, s_{(i+1)} \in S_1, r_i \in R, w_{(i+1)} \in S_2, w_{(i+1)} \cong w_{\text{фy}}. \end{cases} \quad (2)$$

Для обеспечения гарантированного выполнения системой возложенных на нее задач, функций и целей в любых условиях обстановки, т.е. обеспечения функциональной устойчивости и непрерывности функционирования системы необходимо функционирование системы в области множества функционально устойчивых состояний (рис. 1):

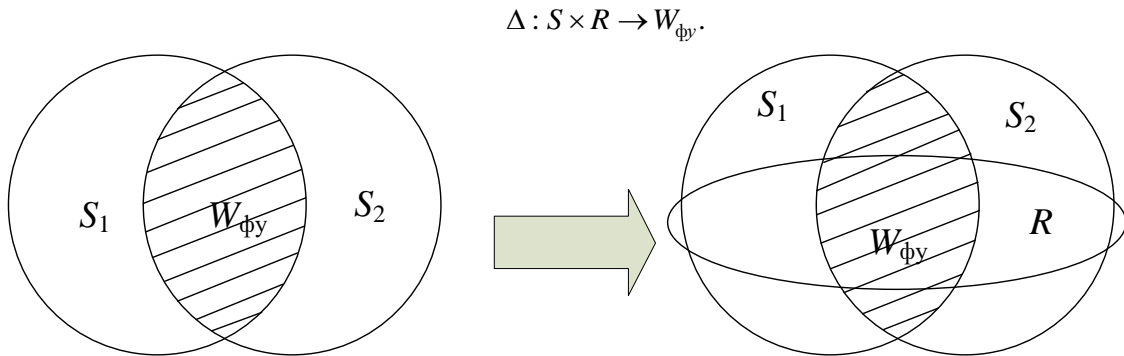


Рис. 2. Множество функционально устойчивых состояний системы связи.

Технической и технологической основой обеспечения функциональной устойчивости СТС является создание информационно-технологических, информационно-управляющих комплексов и систем контроля, управления и поддержки принятия решений, позволяющих формировать базы данных и базы знаний о состоянии СТС и ее контроле, а также множестве состояний СТС и вариантах их достижения [1, 14, 17]. Необходимо учитывать, что для гарантированного обеспечения функциональной устойчивости системы, необходимо объединение в составе единого информационно-управляющего комплекса, включающего базы данных и базы знаний, результатов функционирования различных систем мониторинга и контроля различных подсистем и элементов СТС, а также систем, сетей, подсистем, осуществляющих с ней взаимодействие, обмен, получение или передачу информации и т.д. нарушение функционирования которых может повлиять на процесс функционирования СТС [18-20].

Потребность в управлении СТС, построении и обеспечении функционирования системы поддержки принятия решения требует автоматизации процесса управления. Результатом работы системы поддержки принятия решения будет формирование множества сценариев действий по обеспечению выполнения каждой задачи и функции за счет различного ресурса системы.

Формирование сценария включает себя два основных этапа:

1. определение множества состояний системы, характеризующих ее функционирование;

2. формирование матриц вариантов задействования совокупностей элементов системы связи, позволяющих выполнить множество состояний системы.

Множество матриц каждого состояния формируют множество сценариев действий лиц, принимающих решение, при нарушении состояний системы, для обеспечения процесса функционирования СТС.

В условиях ограниченного количества ресурсов системы любая функциональная реконфигурация системы, связанная, в том числе, с изменением ее структуры, скорее всего, приведет к деградации системы, связанной с изменением количества задач,

функций, целей, которые система может выполнить, либо с сокращением алгоритма их выполнения, либо снижением качества их выполнения, либо увеличения времени их выполнения.

При формировании сценариев действий, и их реализации необходимо для каждого состояния определение тех задач, функций, целей, которыми можно пренебречь и которые не влияют на выполнение состояния системы или ее целевого предназначения. Кроме этого, необходимо определение ресурсов системы, которые могут быть использованы, вместо подверженных воздействию дестабилизирующих факторов и влияющих на текущее состояние системы.

Сценарий распределения задач, функций, целей системы между ее работоспособными элементами осуществляется за счет дополнительных возможностей таких элементов, использования их незадействованного ресурса, а также за счет снижения требований к времени выполнения распределяемых задач, функций, целей.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Обеспечение функциональной устойчивости процесса СТС в современных условиях, когда ее значение и значение ее элементов существенно возрастает, является актуальной. В работе предложен подход основой которого является формирование сценариев действий системы и лиц, принимающих решение, на явления нарушения функционирования СТС, независимо от характера и вероятности их воздействия и наступления. Последующая работа должна быть сосредоточена на формировании условий отсутствия возможности перехода системы в нерабочее состояние за счет формирования условий прогнозирования нарушений процесса функционирования системы на основе анализа результатов контроля СТС, а также изменения параметров, характеризующих функционирование системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лепешкин О.М. К вопросу о понятии критической информационной инфраструктуры системы управления / Лепешкин О.М., Ковалев Д.С., Остроумов О.А., Остроумова Е.В // I-metods, 2021, № 3. – с. 10-15
2. Остроумов О.А. Методика обеспечения функциональной устойчивости системы связи // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения, 2022, №1. – с.30-38.
3. Остроумов О.А. Методология обеспечения процесса устойчивого функционирования системы связи – критически важного объекта системы управления // Военная мысль, 2022, № 9. – с. 52-58.
4. Иванов С.А. Трансформация роли Единой сети электросвязи Российской Федерации в системе военного управления в результате реализации процессов цифровой трансформации и глобализации // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения. 2021. Вып. 3. – с. 17–23.
5. Haque M. A., De Teyou G. Shetty K., S., Krishnappa B. Cyber Resilience Framework for Industrial Control Systems: Concepts, Metrics, and Insights, 2018 *IEEE International Conference on Intelligence and Security Informatics (ISI)*, Miami, FL, USA, 2018, pp. 25-30, doi: 10.1109/ISI.2018.8587398.
6. Коцыняк М.А. Методика оценки устойчивости информационно-телекоммуникационной сети в условиях информационного противоборства / Коцыняк М.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму. 2019. № 1-2 (127-128). – с. 58-62.

7. Смирнов А.В. Базовый сценарий поддержки принятия решений на основе моделей жизни пользователей в цифровой среде / Смирнов А.В., Левашова Т.В., Петров М.В. // Информационно-управляющие системы, 2021, № 4. – с. 47-60. doi: 10.31799/1684-8853-2021-4-47-60.
8. Тарасов А.А. Проблема обеспечения гарантоспособности информационных систем и пути ее решения // Системы безопасности, связи и телекоммуникаций, 2000, № 32. – с. 78 - 80.
9. Lepeshkin O.M. The communication system functional stability with critical objects / Lepeshkin O.M., Ostroumov O.A., Sinyk A.D. // В сборнике: Проблемы управления безопасностью сложных систем. Материалы XXIX международной научно-практической конференции. Москва, 2021. – с. 80-85.
10. Климов С.М. Методика обеспечения устойчивости функционирования критической информационной инфраструктуры в условиях информационных воздействий / Климов С.М., Поликарпов С.В., Рыжов Б.С., Тихонов Р.И., Шпырня И.В. // Вопросы кибербезопасности, 2019, №6. – с. 37-48.
11. Тарасов А.А. Функциональная реконфигурация отказоустойчивых систем: монография – М.: Логос, 2012. – 152 с.
12. Коцыняк М.А. Методика оценки устойчивости информационно-телекоммуникационной сети в условиях информационного противоборства / Коцыняк М.А., Лаута О.С., Нечепуренко А.П. // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму, 2019, № 1-2 (127-128). – с. 58-62.
13. Ковайкин Ю.В. Методика расчета устойчивости системы технологического управления инфокоммуникационной сетью / Ковайкин Ю.В., Лебедев П.В., Лисейкин Р.Е., Оранский С.В. // Известия ТулГУ. Технические науки, 2021, Вып.2. – с. 258 – 265.
14. Дурняк Б. В. Методология обеспечения функциональной устойчивости иерархических организационных систем управления / Дурняк Б. В., Машков О. А., Усаченко Л. М., Сабат В. И. // Сборник научных статей: Институт проблем моделирования в энергетике, НАН Украины, 2008, В. 48. – с. 3-21.
15. Бурлов В.Г. Теоретические основы управления риском. СПб.: НПО «Стратегия будущего», 2009 г. – 270 с.
16. Burlov, V. Mathematical model for managing energy sector in the region / Burlov, V., Lepeshkin, O., Lepeshkin, M. // Advances in Intelligent Systems and Computing, 2021, 1258 AISC. – с. 659–668
17. Петренко С. А. Концепция поддержания работоспособности киберсистем в условиях информационно-технических воздействий // Труды ИСА РАН, Т. 41, 2009. – с. 175-193.
18. Груздев Д.А. Мониторинг информационно-телекоммуникационных сетей / Груздев Д.А., Закалкин П.В., Кузнецов С.И., Тесля С.П. // Труды учебных заведений связи, 2016, Т.2, №4. – с. 46-50.
19. Лепешкин О. М. Система мониторинга и контроля функционального состояния критически важных объектов и объектов критической информационной инфраструктуры / Лепешкин О. М., Остроумов О. А., Черных И. С. // Нейрокомпьютеры и их применение. Сборник тезисов докладов XIX Всероссийской научной конференции. Москва, 2021. – с. 240-243.
20. Ахмадиев И. Р. Мониторинг сетей общего пользования в условиях компьютерных атак / Ахмадиев И. Р., Мартынюк И. А., Новиков П. А // Информационные технологии и системы: управление, экономика, транспорт, право, 2019, №2(34). – с. 15-18.

REFERENCES

1. Lepeshkin O.M. On the concept issue of management system critical information infrastructure / Lepeshkin O.M., Kovalev D.S., Ostroumov O.A., Ostroumova E.V. // *I-metods*, 2021, № 3. – pp. 10-15
2. Ostroumov O.A. Methodology for ensuring the functional stability of the communication system // *Voprosy radioelectronics. Series: TV Technique*, 2022, № 1. – pp. 30-38.
3. Ostroumov O.A. Methodology for ensuring the process of communication system sustainable functioning - a critically important object of the control system // *Military Thought*, 2022, № 9. – pp. 52-58.
4. Ivanov S.A. The role transformation of the Unified Telecommunications Network of the Russian Federation in the military command and control system as a result of the implementation of digital transformation and globalization processes // *Problems of radio electronics. Ser. Television technology*. 2021. Issue. 3. – pp. 17–23.
5. Haque M. A., De Teyou G. Shetty K., S., Krishnappa B. Cyber Resilience Framework for Industrial Control Systems: Concepts, Metrics, and Insights, 2018 IEEE International Conference on Intelligence and Security Informatics (ISI), Miami, FL , USA, 2018, pp. 25-30, doi: 10.1109/ISI.2018.8587398.
6. Kotsynyak M.A. Methodology for assessing the stability of the information and telecommunications network in the conditions of information confrontation / Kotsynyak M.A., Lauta O.S., Nechepurenko A.P. // *Issues of defense technology. Series 16: Technical means of countering terrorism*. 2019. №1-2 (127-128). – pp. 58-62.
7. Smirnov A.V. Basic decision support scenario based on user life models in the digital environment / Smirnov A.V., Levashova T.V., Petrov M.V. // *Information and control systems*, 2021, № 4. – pp. 47-60. doi: 10.31799/1684-8853-2021-4-47-60.
8. Tarasov A.A. The problem of ensuring the reliability of information systems and ways to solve it // *Security Systems, Communications and Telecommunications*, 2000, № 32. – pp. 78 - 80.
9. Lepeshkin O.M. The communication system functional stability with critical objects / Lepeshkin O.M., Ostroumov O.A., Sinyk A.D. // *In the collection: Problems of security management of complex systems. Materials of XXIX international scientific-practical conference. Moscow, 2021.* – pp. 80-85.
10. Klimov S.M. Klimov S.M., Polikarpov S.V., Ryzhov B.S., Tikhonov R.I., Shpyrnya I.V. Methodology for ensuring the stability of critical information infrastructure functioning in the conditions of information impacts. // *Issues of cyber security*, 2019, № 6. – pp. 37-48.
11. Tarasov A.A. Functional reconfiguration of fault-tolerant systems: monograph - M.: Logos, 2012. – 152 p.
12. Kotsynyak M.A. Methodology for assessing the stability of the information and telecommunications network in the conditions of information confrontation / Kotsynyak M.A., Lauta O.S., Nechepurenko A.P. // *Issues of defense technology. Series 16: Technical means of countering terrorism*, 2019, № 1-2 (127-128). – pp. 58-62.
13. Kovaikin Yu.V. Kovaikin Yu.V., Lebedev P.V., Liseikin R.E., Oransky S.V. Methodology for calculating the stability of the infocommunication network technological control system. // *News of TulGU. Engineering Sciences*, 2021, Issue 2. – pp. 258 - 265.
14. Durnyak B. V. Methodology for ensuring the functional stability of hierarchical organizational management systems / Durnyak B. V., Mashkov O. A., Usachenko L. M., Sabat V. I. // *Collection of scientific articles: Institute for Modeling Problems in Energy , NAS of Ukraine*, 2008, V. 48. – pp. 3-21.
15. Burlov V.G. Theoretical foundations of risk management. St. Petersburg: NGO "Strategy of the Future", 2009. – 270 p.

16. Burlov, V. Mathematical model for managing energy sector in the region / Burlov, V., Lepeshkin, O., Lepeshkin, M. // *Advances in Intelligent Systems and Computing*, 2021, 1258 AISC. – pp. 659–668
17. Petrenko S. A. The concept of maintaining the operability of cyber systems under conditions of information and technical influences // *Proceedings of the ISA RAS*, V. 41, 2009. – pp. 175-193.
18. Gruzdev D.A. Monitoring of information and telecommunication networks / Gruzdev D.A., Zakalkin P.V., Kuznetsov S.I., Teslya S.P. // *Proceedings of educational institutions of communication*, 2016, V.2, № 4. – pp. 46-50.
19. Lepeshkin O. M., Ostroumov O. A., Chernykh I. S. System of monitoring and control of critically important objects functional state and critical information infrastructure objects // *Neurocomputers and their application. Collection of abstracts of the XIX All-Russian scientific conference. Moscow, 2021.* – pp. 240-243.
20. Akhmadiev I. R. Monitoring of public networks in the conditions of computer attacks / Akhmadiev I. R., Martynyuk I. A., Novikov P. A // *Information technologies and systems: management, economics, transport, law*, 2019, № 2(34). – pp. 15-18.

ОБЗОР ВОЗМОЖНОСТЕЙ И ПЕРСПЕКТИВ РАЗВИТИЯ ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА МОНИТОРИНГА РАДИООБСТАНОВКИ «РУБЕЖ»

С. Н. Горбунов¹, Н. С. Хрущев¹, И. А. Омельченко¹, В. А. Наумчик¹, А. Р. Зайдуллин¹

¹Межвидовой центр подготовки и боевого применения (учебный и испытательный)
(МЦП и БП), Тамбов, Россия

Аннотация. В данной работе рассматриваются возможности программно-аппаратного комплекса «Рубеж», разработанного на базе технологии *SDR* в рамках обеспечения радиоэлектронной защиты информации. Данный комплекс, помимо прочего, активно применяет нейронные сети для задач обработки и классификации радиосигналов. В статье рассматривается возможность применения свёрточных нейронных сетей для задачи классификации радиосигналов.

Ключевые слова: радиоэлектронная защита информации, программно-определяемое радио, нейронные сети, многослойный перцептрон, свёрточные нейросети.

OVERVIEW OF THE POSSIBILITIES AND PROSPECTS FOR THE DEVELOPMENT OF THE RADIO PLACEMENT MONITORING SOFTWARE AND HARDWARE COMPLEX "RUBEZH"

S. N. Gorbunov¹, N. S. Khrushchev¹, I. A. Omelchenko¹, V. A. Naumchik¹, A. R. Zaidullin¹

¹Interspecific center for training and combat use (training and testing) (MTsP and BP),
Tambov, Russia

Abstract. This paper discusses the capabilities of the software and hardware complex «Rubezh», developed on the basis of *SDR* technology in the framework of providing electronic information protection. This complex, among other things, actively uses neural networks for the tasks of processing and classifying radio signals. The article considers the possibility of using convolutional neural networks for the task of classifying radio signals.

Keywords: electronic information protection, software-defined radio, neural networks, multilayer perceptron, convolutional neural networks.

1. ВВЕДЕНИЕ

Одной из задач радиоэлектронной защиты информации является задача радиоэлектронно-информационного обеспечения или задача радиоразведки и радиотехнической разведки.

Основным назначением средств радиомониторинга является постоянный или периодический контроль загрузки эфира в широком диапазоне частот, обнаружение и анализ новых излучений, определение местоположения их источников, оценка их опасности или ценности, выявление непреднамеренных или специально организованных радиоканалов утечки информации. Каждая из этих задач - многоэтапная, решается в условиях сложной электромагнитной обстановки и, как правило, требует использования широкой номенклатуры радиотехнических средств, выполняющих определенные функции.

На базе межвидового центра подготовки и боевого применения войск радиоэлектронной борьбы в рамках программно-аппаратного комплекса «Рубеж» была реализована программная часть системы для поддержки устройств *SDR*.

2. ОБЗОР ВОЗМОЖНОСТЕЙ КОМПЛЕКСА «РУБЕЖ»

Интерфейс программной реализации представляет три модуля: «Эфир», «Фильтрация» и «Сравнение».

Модуль «Эфир» выполняет сканирование заданного диапазона частот, позволяет прослушать и записать интересующий сигнал в формате *.wav*. Основной спектр позволяет наблюдать аномалии в радиоэфире и выбирать целевой сигнал для обработки, а спектр прослушиваемого сигнала предоставляет информацию по его основным параметрам.

Модуль «Фильтрация» предназначен для подавления помех в обрабатываемых сигналах. Он осуществляет их фильтрацию с использованием линейных и адаптивных цифровых фильтров. Результатом работы модуля является визуальное отображение обработанного сигнала, отношение сигнал/шум и его звуковой файл в формате *.wav*.

Модуль «Сравнение» выполняет сопоставление сигналов из эфира с сигналами из существующей базы данных в целях их классификации при помощи алгоритмических способов и способов, базирующихся на основе решений нейронной сети.

Алгоритмическое сравнение выполняется посредством сравнения амплитудных спектров отдельных семплов входящего сигнала с сигналами из базы данных. Производится выборка фиксированного количества наиболее энергоёмких семплов. Для учёта динамических свойств сигнала учитываются также смежные семплы.

Следующим этапом было создание нейронной сети на основе многослойного персептрона. На вход нейронной сети подаётся фиксированное количество амплитудных спектров входящего сигнала, выходной слой состоит из ряда нейронов, количество которых соответствует количеству сигналов в базе данных, при этом численное значение на выходе нейрона соответствует степени схожести входящего и эталонного сигнала из базы данных.

Нейронная сеть в ПО комплекса «Рубеж» была создана при помощи библиотеки *FANN (Fast Artificial Neural Network)* для языка программирования C++. Использовалась структура с одним скрытым слоем, функция активации нейронов – сигмоидальная, функция ошибки – линейная. Обучение велось по параметру “*bit fail*”, алгоритм обучения – стандартный инкрементальным алгоритмом с обратным распространением ошибки.

3. ОБЗОР ПЕРСПЕКТИВ РАЗВИТИЯ КОМПЛЕКСА «РУБЕЖ»

Дальнейшее развитие модуля разделяется на два пути:

1. Замена входных данных, при которой сигнал во временной области заменяется на функционалы, набор которых будет представлять вектор в пространстве признаков. Данный путь предполагает предварительную обработку сигнала, используемую для фильтрации сигнала, может включать нормализацию амплитуды, кадрирование, блокировку кадров и оконное управление.

2. Реализация более совершенных типов нейросетей, таких как рекуррентная нейронная сеть, нейронная сеть долгой краткосрочной памяти или свёрточная нейронная сеть.

Свёрточные нейронные сети завоевали большую популярность при работе с изображениями. Хотя в основном они используются в контекстах визуального распознавания, свёрточные архитектуры также успешно применяются в речи, анализе музыки, и могут быть использованы при классификации радиосигналов.

Свёрточная нейронная сеть — нейронная сеть, которая хотя бы на одном из своих слоёв в качестве преобразования использует операцию свёртки. Свёртка – операция выполняющаяся для двух функций или матриц, результатом которой является

соответственно новая функция или матрица соответствующая взаимнокорреляционной функции (в случае матриц элемент результата может быть представлен как скалярное произведение второй матрицы и соответствующей подматрицы первой).

Свёрточные нейронные сети представляют собой простое расширение модели многослойного персептрона. Однако их архитектурные различия имеют значительные практические последствия.

Типичная свёрточная нейронная сеть состоит из нескольких различных слоев, сложенных вместе в глубокой архитектуре: входного слоя, группы свёрточных слоев и слоев объединения (которые могут быть объединены различными способами), ограниченного числа полностью связанных скрытых слоев и выходного слоя. Фактическое отличие, по сравнению с многослойным процессором восприятия, заключается во введении комбинации операций свертки и объединения.

Свёрточный слой вводит особый способ организации скрытых блоков, целью которого является использование преимуществ локальной структуры, присутствующей в одномерных или многомерных входных данных. Каждый скрытый блок, вместо того, чтобы быть подключенным ко всем входам, поступающим с предыдущего слоя, ограничен обработкой лишь крошечной части всего входного пространства, называемых его восприимчивым полем. Веса такого скрытого элемента создают ядро свертки или фильтр, который применяется ко всему входному пространству, в результате чего получается карта объектов. Таким образом, один набор весов может быть повторно использован для всего входного пространства. Это основано на предпосылке, что локально полезные функции будут также полезны в других местах входного пространства - механизм, который не только значительно сокращает количество оцениваемых параметров, но и повышает устойчивость к сдвигам данных. Типичный свёрточный слой будет состоять из многочисленных фильтров (карт объектов).

Дальнейшее уменьшение размерности может быть достигнуто за счет объединения слоев, которые объединяют соседние ячейки карты объектов. Наиболее часто выполняемые операции объединения - это получение максимального значения (*max pooling*) или среднего значения входных ячеек.

Как правило в качестве функции активации в многослойном персептроне часто применяются функции – сигмоида и гиперболический тангенс, однако в настоящее время наиболее распространённой функцией является полулинейная функция, сокращённо именуемая *ReLU* (*Rectified linear unit*): $f(x) = \max(0, x)$.

ReLU имеют несколько преимуществ перед традиционными блоками: более быстрое вычисление и более эффективное распространение градиента (они не насыщаются, как в случае с сигмовидными функциями) и биологическую правдоподобность (односторонность), сохраняя при этом достаточные дискриминационные свойства, несмотря на их простоту. Одним из их недостатков является то, что в зависимости от состояния инициализации случайного веса несколько единиц могут преждевременно попасть в “мертвую зону”, выдавая постоянный градиент, равный нулю. В качестве решения могут быть использованы её аналоги с ненулевым наклоном в области отрицательных входных данных.

Наиболее распространённым инструментом для использования свёрточных нейронных сетей является библиотека для глубокого обучения *Keras*.

Данная библиотека написана на языке *Python* и позволяет легко и быстро создавать прототипы (благодаря удобству, модульности и расширяемости), поддерживает как свёрточные сети, так и повторяющиеся сети, а также комбинации этих двух, легко работает на процессоре и графическом процессоре.

Позже предполагается перейти на решение *Caffe* для реализации нейросетевых алгоритмов на языке *C++*.

Так как производится обработка радиосигнала, то используется одномерная свёртка. В *Keras* этот одномерный свёрточный слой задаётся объектом *Conv1D* и создаёт свёрточное ядро по одному пространственному (или временному) измерению. Основные аргументы слоя:

1. *filters*: размерность выходного пространства.
2. *kernel_size*: целое или список целых чисел, определяющий длину окна свертки.
3. *strides*: целое или список целых чисел, определяющий длину шага свертки.
4. *activation*: функция активации слоя. Если этот параметр не указан, то активация не применяется (т.е. «линейная» функция активации $a(x) = x$).

Слой объединения задаётся *MaxPooling1D*, основные аргументы которого:

- *pool_size*: *Integer*, размер максимальных окон объединения.
- *strides*: параметр, с помощью которого можно уменьшить масштаб.

Создание нейросети подразумевает инициализацию модели и последовательное добавление к ней слоёв с помощью метода *add()*.

Для обучения нейросети используется функция *fit()*, а для оценки качества обученности модели – функция *evaluate()*.

Следующим этапом развития модуля сравнения может быть использование двумерной свёрточной нейросети для предобработанного сигнала. Входные данные при этом будут представлять двумерную матрицу, в которой строки отвечают различным частотам, а столбцы различным точкам во времени.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Не смотря на стремительный рост применения нейронных сетей, а в частности свёрточных нейронных сетей, некоторые области их использования до сих пор слабо изучены, кроме того имеют место проблемы дефицита данных для обучения сети. Автоматическая классификация радиосигналов может быть полезна для наилучшей фильтрации принятых сигналов, качественного радиомониторинга и их декодирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гудфеллоу Я., Бенджио И., Курвилль А. Глубокое обучение / пер. с англ. А. А. Слинкина. 2-е изд., испр. М.: ДМК Пресс, 2018. – 652 с.
2. Осовский С. Нейронные сети для обработки информации / Пер. с польского И.Д. Рудинского. М.: Финансы и статистика, 2022. – 344 с.
3. Ясенев В.Н. Информационная безопасность. / Ясенев В.Н., Дорожкин А.В., Сочков А.Л., Ясенев О.В. Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет им. Н.И. Лобачевского, 2017. – 198 с.
4. Гафаров Ф.М Искусственные нейронные сети и приложения. / Ф.М. Гафаров, А.Ф. Галимянов. Казань: Изд-во Казан, 2018. – 121 с.

REFERENCES

1. Goodfellow Ya., Benjio I., Courville A. Deep learning / trans. from ang. A. A. Slinkin. 2nd ed., ispr. M.: DMK Press, 2018 - 652 p.
2. Osovsky S. Neural networks for information processing. / Translated from Polish by I.D. Rudinsky. M.: Finance and Statistics, 2022. – 344 p.
3. Yasenev V.N. Information security. / Yasenev V.N., Dorozhkin A.V., Sochkov A.L., Yasenev O.V. Under the general editorship of Prof. Yaseneva V.N. Nizhny Novgorod: Nizhny Novgorod State University named after N.I. Lobachevsky, 2017. – 198 p.
4. Gafarov F.M. Artificial neural networks and applications. /F.M. Gafarov, A.F. Galimyanov. Kazan: Kazan Publishing House, 2018. – 121 p.

ОБНАРУЖЕНИЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ МЕЖОБЗОРНОЙ ОБРАБОТКИ В УСЛОВИЯХ НИЗКИХ ЗНАЧЕНИЙ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ-ШУМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

И. С. Ащурков¹, А. В. Кадыков¹, Н. А. Лешко¹, Э. В. Халилов¹

¹Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны (ЯВВУ ПВО), Ярославль, Россия

Аннотация. В статье описан процесс обнаружения беспилотных летательных аппаратов с использованием параметрических преобразований Хафа и Радона. В отличие от классических алгоритмов обнаружения, решение об обнаружении цели принимается после обнаружения её траектории по результатам накопления радиолокационной информации за несколько обзоров. В результате оптимизации этапов первичной и вторичной обработки решается задача обнаружения цели в условиях низких значений отношения сигнал-шум.

Ключевые слова: межобзорная обработка, параметрические преобразования Хафа и Радона, сигнал-шум.

DETECTION OF UNMANNED AERIAL VEHICLES BASED ON THE RESULTS INTER-SURVEY PROCESSING IN CONDITIONS LOW VALUES OF THE SIGNAL-TO-NOISE RATIO USING PARAMETRIC TRANSFORMATIONS

I. S. Ashurkov¹, A.V. Kadykov¹, N. A. Leshko¹

¹ Yaroslavl Higher Military School of Air Defense (VVU Air Defense), Yaroslavl, Russia

Abstract. The article describes the process of detecting unmanned aerial vehicles using parametric transformations of Hough and Radon. Unlike classical detection algorithms, the decision to detect a target is made after detecting its trajectory based on the results of the accumulation of radar information over several reviews. As a result of optimization of the stages of primary and secondary processing, the problem of target detection is solved in conditions of low values of the signal-to-noise ratio.

Keywords: intersensory processing, parametric transformations of Hough and Radon, signal-to-noise.

1. ВВЕДЕНИЕ

Анализ локальных войн и военных конфликтов последних лет показывает, что на театре военных действий активно используются беспилотные летательные аппараты (БПЛА). БПЛА обладают малыми значениями эффективной поверхности рассеяния (от 0.001 до 0.1 м²) и высокими манёвренными возможностями. Для повышения эффективности обнаружения БПЛА современными радиолокационными станциями необходимо совершенствовать алгоритмы обработки радиолокационной информации, например, за счёт использования *TBD*-технологии (*Track Before Detect*) – «сопровождение до обнаружения» [1, 2]. При применении *TBD*-технологии решение об обнаружении цели принимается сразу на уровне траектории после анализа полученной за несколько обзоров совокупности истинных и ложных отметок.

2. ОПИСАНИЕ ПРОЦЕССА ОБНАРУЖЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ.

Одним из способов повышения эффективности обнаружения БпЛА является использование блочных многообзорных методов траекторной обработки на основе *TBD*-технологий, использующих параметрические преобразования Хафа и Радона [1, 3, 4]. Повышение вероятности обнаружения БпЛА происходит в результате накопления энергии за несколько обзоров РЛС. В работах [1, 4, 5, 6] представлены результаты теоретических и экспериментальных исследований процесса обнаружения малоразмерных целей, движущихся прямолинейно или по дуге окружности (эллипса), с использованием параметрических преобразований при низких значениях отношения сигнал-шум.

Сущность предлагаемого подхода заключается в следующем. Анализируется совокупность стробированных отметок, накопленных за несколько соседних обзоров, при этом для обеспечения высоких вероятностей обнаружения целей порог обнаружения сигналов понижается. Признаком селекции истинных отметок на фоне ложных является их принадлежность к прогнозируемой траектории цели. Решение об обнаружении цели принимается одновременно с обнаружением её траектории.

Применение параметрических преобразований повышает устойчивость алгоритма обнаружения траекторий к увеличению количества ложных и пропуску истинных отметок в анализируемой выборке, но ограничено использованием определённых моделей движения цели, которые соответствуют либо прямолинейному движению, либо движению по дуге окружности (эллипса).

Целью статьи является описание процесса обнаружения БпЛА по результатам межобзорной обработки в условиях низких значений отношения сигнал-шум с использованием параметрических преобразований.

Структура процесса обнаружения БпЛА в обзорной РЛС приведена на рисунке 1.

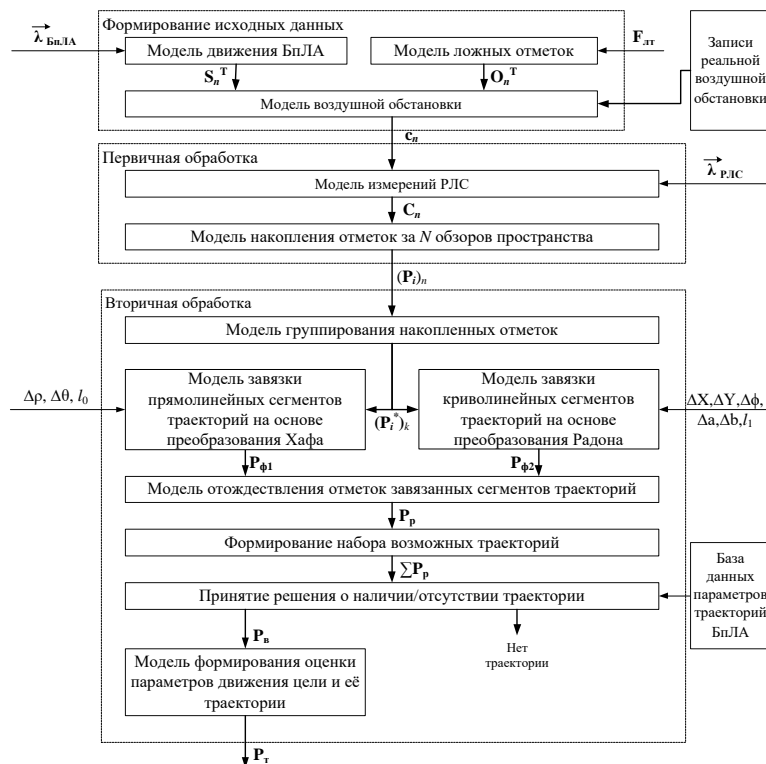


Рис. 1. Схема процесса обнаружения БпЛА по результатам межобзорной обработки с использованием параметрических преобразований.

3. МОДЕЛЬ ВОЗДУШНОЙ ОБСТАНОВКИ. ФОРМИРОВАНИЕ ИСТИННЫХ И ЛОЖНЫХ ОТМЕТОК.

В качестве исходных данных используются тактико-технические характеристики малоразмерной цели (БпЛА тактического звена) и обзорной радиолокационной станции:

$$\vec{\lambda}_{\text{БпЛА}} = \{v_{\min}, v_{\max}, a_{\min}, a_{\max}, r_{\min}, r_{\max}, \bar{\sigma}_c\}, \vec{\lambda}_{\text{РЛС}} = \{R_{\max}, T_0, \beta, \varepsilon, \Delta R, \Delta \beta, \Delta \varepsilon, \sigma_R, \sigma_\beta, \sigma_\varepsilon, F_{\text{лт}}\}, \quad (1)$$

Где v_{\min}, v_{\max} – минимальная и максимальная скорость БпЛА; a_{\min}, a_{\max} – минимальное и максимальное ускорение БпЛА; r_{\min}, r_{\max} – минимальный и максимальный рывок ускорения БпЛА; $\bar{\sigma}_c$ – средняя эффективная поверхность рассеяния; R_{\max} – максимальная дальность обнаружения РЛС; T_0 – период обзора РЛС; β, ε – азимут и угол места; $\Delta R, \Delta \beta, \Delta \varepsilon$ – разрешающая способность по дальности, азимуту, углу места; $\sigma_R, \sigma_\beta, \sigma_\varepsilon$ – ошибки измерения дальности, азимута, угла места; $F_{\text{лт}}$ – вероятность ложной тревоги РЛС.

Траектория БпЛА зависит от многих факторов и условий: тип конструкции летательного аппарата, высота полёта, скорость и манёвренные возможности. Кроме этого, на изменение параметров траектории оказывают влияние ряд случайных факторов, связанных с неравномерной плотностью атмосферы, ветром, неточностью управления и т.д. Установление законов распределения вероятности функции, определяющей параметры траектории, является «априорной трудностью» [3]. Поэтому для описания траектории задаются несколькими гипотезами движения цели. На практике модель движения описывают с помощью полиномиальной модели [3, 4]. В прямоугольных координатах стохастическая полиномиальная модель n -й степени выглядит следующим образом [8]:

$$S(t) = \begin{bmatrix} x(t) \\ y(t) \\ z(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0 & a_1 & \dots & a_n \\ b_0 & b_1 & \dots & b_n \\ c_0 & c_1 & \dots & c_n \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 \\ t \\ \dots \\ t^n / n! \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_x(t) \\ w_y(t) \\ w_z(t) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где a_n, b_n, c_n – коэффициенты постоянной составляющей, скорости изменения параметра и производных более высокого порядка по каждой из координат, n – переменная, обозначающая степень полинома, w – шум. Принимается допущение, что шум w является последовательностью типа белого (некоррелированного) гауссовского

шума с нулевым средним и ковариацией $R(\mathbf{w}; \mathbf{w}_j^T) = \mathbf{E}\mathbf{Q}$ (\mathbf{E} – единичная матрица; $\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \sigma_x^2 \\ \sigma_y^2 \\ \sigma_z^2 \end{bmatrix}$

– матрица, содержащая значения дисперсии шума по отдельным координатам).

Весь маршрут полёта БпЛА за время наблюдения можно разделить на участки с качественно различными режимами полёта: участки прямолинейного полёта и участки изменения скорости и (или) направления полёта (манёвра). Участок прямолинейного полёта описывается полиномом первой степени ($n=1$, гипотеза о прямолинейном равномерном движении). Участок манёвра описывается полиномом степени выше первой ($n>1$). Проекцией траекторий приведённых гипотез моделей движения на плоскость XU являются прямые и кривые второго порядка (эллипсы).

Для описания траектории БпЛА в работе используется кусочно-полиномиальная модель, которая представляется в виде набора сегментов. Для учёта неожиданного манёвра применяется модель случайного процесса при некоторых допущениях о статистике параметров, определяющих изменение координат во времени (скорости, ускорения, рывка). Наиболее точно описать движение БпЛА можно, используя

корреляционную модель, основанную на представлении нестационарного случайного процесса изменения параметров, вторая производная которого $s''(t)$ имеет корреляционную функцию вида [7]:

$$R(\tau) = \sigma_{s''(t)}^2 \exp(-\lambda(\tau)), \quad (3)$$

где $\sigma_{s''(t)}^2$ – дисперсия второй производной (ускорения); λ – средняя частота изменения ускорения, τ – промежуток времени равный $t_n - t_{n-1}$. В приведённой модели учитывается связь ускорения в текущий момент с ускорением в предыдущих моментах времени. При этом число h изменений ускорения в течении фиксированного времени описывается законом Пуассона [4]:

$$P_h = \frac{(\lambda t_0)^h}{h!} e^{-\lambda t_0}, \quad (4)$$

где t_0 – фиксированный интервал времени.

Таким образом, траекторию БПЛА можно представить в виде совокупности прямолинейных и криволинейных участков (сегментов).

Возникновение ложных отметок может быть обусловлено внутренними шумами приёмной аппаратуры, а также искусственными и естественными помехами. В случае отсутствия искусственных помех ложные отметки возникают случайно, некоррелированно между собой и равномерно распределяются во всей зоне обнаружения РЛС. Для формирования модели ложных отметок, зона обнаружения РЛС с максимальной дальностью R_{\max} делится на конечное число элементов разрешения (объёмов) V с параметрами ΔR , $\Delta \beta$, $\Delta \varepsilon$ – разрешающая способность по дальности, азимуту и углу места соответственно. Количество ложных отметок ρ за один обзор, зависит от числа элементов разрешения V и заданного значения вероятности ложной тревоги $F_{лт}$:

$$V = V_r \times V_\varepsilon \times V_\beta, \quad (5)$$

$$\rho = F_{лт} \times V, \quad (6)$$

где $V_r, V_\varepsilon, V_\beta$ – число элементов разрешения по дальности, азимуту и углу места соответственно.

В одном элементе разрешения интенсивность появления ложной отметки на каждом обзоре задаётся по закону Пуассона:

$$P_n = \frac{\rho^n}{n!} e^{-\rho}, \quad (7)$$

где n – номер обзора.

РЛС получает информацию о состоянии цели в моменты времени t_1, t_2, \dots, t_n , $n=1, \dots, N$, N – число обзоров за время наблюдения, образующие дискретную последовательность отметок S_n . Для обзорной РЛС t_n – равноотстоящие моменты времени, кратные периоду обзора T_0 . Таким образом, после каждого обзора формируется вектор состояния \mathbf{S} размерностью

$$\mathbf{S}_n^T = \{(s)_n, (v_s)_n, (a_s)_n, (r_s)_n, t_n\}, \quad (8)$$

где s – координаты цели,

Массив из ложных отметок содержит

$$\mathbf{O}_n^T = \{(s_g)_n, (v_{sg})_n, (a_{sg})_n, (r_{sg})_n, (t_g)_n\}, \quad (9)$$

где s_g – параметры ложной g отметки $(v_{sg})_n = (a_{sg})_n = (r_{sg})_n = 0$; $g=1, \dots, G$, g – номер ложной отметки, G – количество ложных отметок на n -ом обзоре.

4. ПЕРВИЧНАЯ ОБРАБОТКА. МОДЕЛЬ ИЗМЕРЕНИЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ.

На вход модели измерений РЛС поступает массив в виде аддитивной смеси истинных отметок, распределённых вдоль траектории движения БПЛА, и ложных отметок:

$$\mathbf{c}_n = \mathbf{S}_n + \mathbf{O}_n \quad (10)$$

Связь между вектором измеряемых параметров \mathbf{C}_n и вектором состояния \mathbf{c}_n в каждый момент времени задаётся линейным уравнением наблюдения, которое имеет вид [3]:

$$\mathbf{C}_n = \mathbf{H}\mathbf{c}_n + \mathbf{v}_n, \quad (11)$$

где \mathbf{H} – матрица перехода между пространством состояния и пространством измерений; \mathbf{v}_n – вектор, характеризующий шум измерения параметров, являющийся реализацией случайного процесса типа белого шума с нулевым средним и матрицей ковариации $\mathbf{M}\{\mathbf{v}_n \mathbf{v}_n^T\} = \mathbf{R}_n$.

На рисунке 2 изображён вид реальной траектории БПЛА тактического звена и отметки, полученные РЛС в результате измерения за время наблюдения ($T=120$ сек). Время обзора составляет 4 секунды.

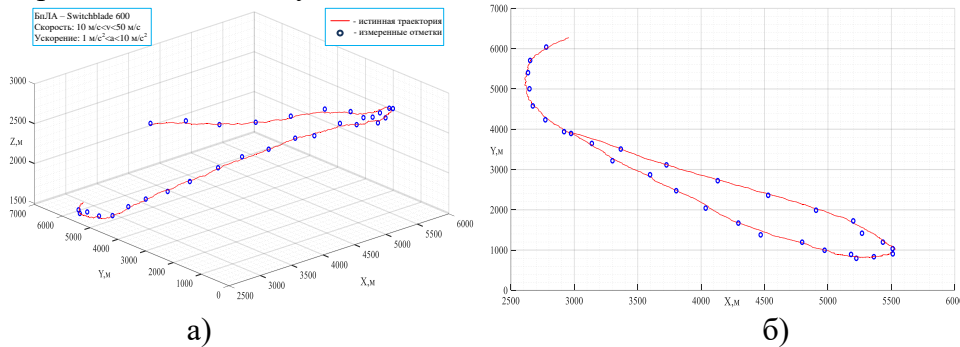


Рис. 2. Вид траектории БПЛА: а) в пространстве; б) проекция на плоскость XU .

Результатом первичной обработки информации является массив данных, содержащий отметки с координатами и информацию о времени их обнаружения. Объём массива определяется количеством истинных и ложных отметок и зависит от установленного порога обнаружения

$$(\mathbf{P}_i)_n = \{x_i, y_i, z_i, t_i\}_n, i = 1..I, \quad (12)$$

где i – номер отметки, I – количество отметок на n обзоре.

На рисунке 3 представлена выборка отметок в декартовой системе координат для отношения сигнал-шум порядка 8 дБ.

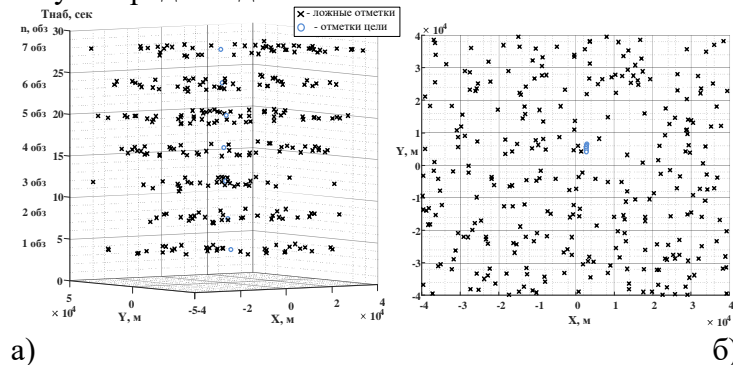


Рис. 3. Выборка отметок, накопленная за 7 обзоров
а) группы отметок, получаемые на каждом обзоре; б) проекция отметок, спроецированная на плоскость XU .

5. ВТОРИЧНАЯ ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ ХАФА И РАДОНА.

Для уменьшения вычислительной нагрузки проводится группирование отметок внутри массива данных $(P_i)_n$. Принцип группирования приведён на рисунке 4.

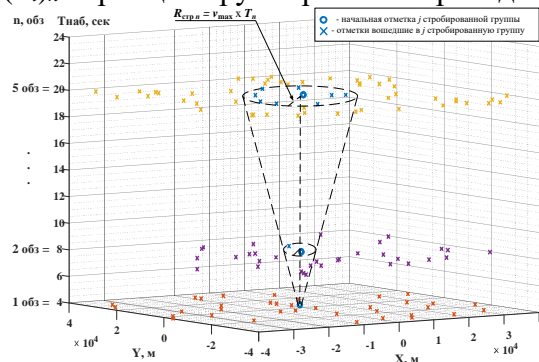


Рис. 4. Пояснение процесса формирования групп отметок.

В результате группирования формируются группы отметок, пространственное расположение которых подчиняется условию:

$$R_{стрп} \geq R_n, \\ R_{стрп} = v_{\max} * T_n, \\ R_n = v_n * T_n = \sqrt{(x_n - x_{n-1})^2 + (y_n - y_{n-1})^2 + (z_n - z_{n-1})^2} * (t_n - t_{n-1}), \quad (13)$$

где $R_{стрп}$ – радиус строга на n обзоре, R_n – расстояние от центральной точки до i точки n обзора, v_{\max} – максимальная скорость отметки, v_n – скорость отметки на n -обзоре.

Массив данных $(P_i)_n$ и результат его группирования представлен на рисунке 5. Отметки, принадлежащие к одной группе, выделены одним цветом и знаком.

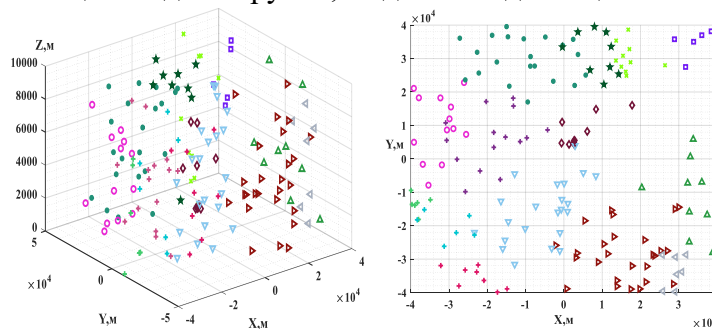


Рис. 5. Выборка отметок после группирования, $n=7$ (цвет указывает на разнородность групп).

В результате группирования массив накопленных отметок разделяется на набор векторов P_k^* (* – обозначение массива, полученного в результате группирования), которые могут содержать отметки с разных обзоров, при чём одна и та же отметка может попасть в разные группы, например:

$$P_1^* = \{(P_1)_1, (P_1)_2, (P_3)_3, (P_2)_4, (P_2)_5\}_1;$$

$$P_2^* = \{(P_1)_1, (P_1)_2, (P_3)_3, (P_2)_4, (P_2)_5\}_2;$$

$$P_3^* = \{(P_3)_1, (P_{12})_2, (P_2)_3, (P_6)_4\}_3.$$

Следует отметить, если в группу попадает только одна отметка, то данная группа исключается из дальнейшего анализа, поэтому количество результирующих векторов зависит от радиолокационной обстановки.

Вектора P_k^* подвергаются параметрическим преобразованиям с целью завязки прямолинейных и криволинейных сегментов траекторий.

Для обнаружения прямолинейных сегментов траектории используется параметрическое преобразование Хафа [5, 6]. На начальном этапе формируется пространство параметров с векторами ρ и θ , однозначно определяющими положение искомой геометрической фигуры и диапазон их возможных значений. Для перебора всевозможных прямолинейных сегментов траекторий диапазоны значений ρ и θ выбираются согласно выражений

$$\begin{aligned}\theta_c &= [0^\circ, \Delta\theta, \dots, 180^\circ]; \\ \rho_q &= [\min(x_i \cos\theta_c + y_i \sin\theta_c) : \Delta\rho : \max(x_i \cos\theta_c + y_i \sin\theta_c)].\end{aligned}\quad (14)$$

Шаг дискретизации параметра ρ и угла θ рассчитываются:

$$\begin{aligned}\Delta\rho &= \sqrt{(6\sigma_x)^2 + (6\sigma_y)^2}; \\ \Delta\theta_{\max} &= \arccos\left(1 - \frac{\Delta\rho^2}{2(v_{\max}t)^2}\right),\end{aligned}\quad (15)$$

где v_{\max} – максимальная скорость БПЛА; σ_x , σ_y – дисперсии ошибок измерения координат x и y .

Массив данных получается в результате поэлементного перемножения матрицы \mathbf{H} и координат x_i, y_i вектора \mathbf{P}_k^* :

$$\mathbf{A}_{i,k} = \mathbf{H} \times \mathbf{P}_k^*, \quad (16)$$

где $\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \sin\theta_i & \cos\theta_i \\ \vdots & \vdots \\ \sin\theta_c & \cos\theta_c \end{pmatrix}$ – матрица перехода в параметрическое пространство.

Заполнение многомерного массива осуществляется для каждой отметки из выборки \mathbf{P}_k^* по выражению

$$\mathbf{A}(\rho_q, \theta_c) = \sum_{i=1}^I \sum_{c=1}^C \sum_{q=1}^Q f(\rho_q, \theta_c) \delta(x_i \cos\theta_c + y_i \sin\theta_c - \rho_q) \quad (17)$$

где i – номер отметки, I – количество отметок с координатами x_i , y_i , c – номер дискреты θ , C – количество дискрет θ , q – номер дискреты ρ , Q – количество дискрет ρ .

Для каждой отметки и каждого значения θ_c вычисляются значения ρ_q . Увеличение размерности на единицу происходит в q -м элементе, для которого разница между рассчитанным по выражению значением $\rho = x \cos\theta_c + y \sin\theta_c$ и элементами вектора ρ минимальна. В результате для каждого набора \mathbf{P}_k^* формируется массив \mathbf{A} .

Далее формируется массив $\mathbf{P}_{\Phi 1}$, путём определения ячеек массива \mathbf{A} для которых выполняется условие превышения порога

$$|\mathbf{A}(\rho_q, \theta_c)| \geq l_0, \quad (18)$$

где $|\mathbf{A}_{\rho, \theta}|$ – мощность ячейки массива \mathbf{A} , l_0 – порог обнаружения локальных максимумов параметрического пространства Хафа. Для отметок вошедших в ячейки с превышенным порогом восстанавливаются элементы $(\mathbf{P}_i)_n$.

Каждый массив $\mathbf{P}_{\Phi 1}$ содержит группы отметок, принадлежащих прямолинейному сегменту траектории, например:

$$\mathbf{P}_{\Phi 1} = \{(P_3)_1, (P_{12})_2, (P_2)_3, (P_6)_4\} \quad (19)$$

Параллельно каждая группа \mathbf{P}_k^* подвергается параметрическому преобразованию Радона с целью обнаружения криволинейных сегментов траектории [5, 6]. Для реализации оптимально подбираются параметры X , Y – координаты центра эллипса, φ – угол поворота эллипса, a, b – длина полуосей эллипса. Шаг ΔX , ΔY , $\Delta\varphi$, Δa , Δb выбирается максимально возможным и должен обеспечить полное перекрытие строками захвата

рассматриваемой области пространства. Расчёт шага дискретизации векторов параметров X, Y, φ, a, b осуществляется

$$\begin{aligned} \Delta X &= 6\sigma_x, \Delta Y = 6\sigma_y; \\ \Delta a, \Delta b &= \sqrt{(6\sigma_x)^2 + (6\sigma_y)^2}; \\ \Delta\varphi_{\max} &= \arccos\left(1 - \frac{\Delta a^2}{2(v_{\max}t)^2}\right). \end{aligned} \quad (20)$$

Далее формируется многомерный массив данных путём объединения векторов параметров:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}(X_d, Y_j, \varphi_h, a_s, b_c) &= \sum_{i=1}^I \sum_{d=1}^D \sum_{j=1}^J \sum_{h=1}^H \sum_{s=1}^S \sum_{c=1}^C f(X_d, Y_j, \varphi_h, a_s, b_c) \times \\ &\times \delta \left(\frac{\left((x_i - X_d) \cos \varphi_h + (y_i - Y_j) \sin \varphi_h \right)^2}{a_s^2} + \frac{\left((y_i - Y_j) \cos \varphi_h - (x_i - X_d) \sin \varphi_h \right)^2}{b_c^2} - 1 \right), \end{aligned} \quad (21)$$

где X, Y – вектор координат центров эллипса, принимающих d и j значений от X_{\min} до X_{\max} и от Y_{\min} до Y_{\max} с шагом ΔX и ΔY ; φ – вектор углов ориентации эллипса, принимающих h значений от φ_{\min} до φ_{\max} с шагом $\Delta\varphi$; a, b – вектора полуосей эллипса, принимающих s и c значений от a_{\min} до a_{\max} и от b_{\min} до b_{\max} с шагом Δa и Δb ; x_i, y_i – координаты отметок в анализируемой выборке.

В результате параметрических преобразований (21) заполняется многомерный массив данных, элементы которого представляют собой различные вариации значений параметров эллипса, то есть каждая отметка в пространстве параметров представляется набором эллипсов с различными значениями параметров из векторов X, Y, φ, a, b .

В результате формируются массивы $\mathbf{P}_{\Phi 2}$ из отметок вектора \mathbf{P}^*_k , попавших в ячейку параметрического пространства, для которых выполняется условие превышения порога

$$|\mathbf{A}(X_d, Y_j, \varphi_h, a_s, b_c)| \geq l_1, \quad (22)$$

где l_1 – порог обнаружения локальных максимумов параметрического пространства Радона.

Каждый массив содержит группу отметок, принадлежащих линии, которая ограничена спроецированным на плоскость XU эллипсом с параметрами X_d, Y_j – координаты центра искомого эллипса; φ_h – угол поворота между локальной и исходной системами координат (угол ориентации); a_s, b_c – размеры полуосей искомого эллипса.

$$\mathbf{P}_{\Phi 2} = \{(P_2)_1, (P_2)_2, (P_3)_3, (P_6)_4, (P_3)_5\} \quad (23)$$

По выделенным в результате пороговой обработки элементам массивов $\mathbf{P}_{\Phi 1}, \mathbf{P}_{\Phi 2}$, сформировавшихся в результате параметрических преобразований, проводится процедура кластеризации, исключая элементы с высокой степенью корреляции. То есть, исключаются группы, в которых большинство отметок совпадают. Это позволяет уменьшить количество случаев превышения порога в элементах с соседними адресами до одного. Исключение случаев ложного превышения порога происходит путём вычисления величины L , характеризующей степень корреляции между группами.

Например, из множеств массивов $\mathbf{P}_{\Phi 1}$ выбирается множество с максимальной мощностью $|\mathbf{P}_{\Phi 1 \max}|$. Для каждого множества $|\mathbf{P}_{\Phi 1}| \neq |\mathbf{P}_{\Phi 1 \max}|$ из множеств вычисляется

$$L(\mathbf{P}_{\Phi 1}, \mathbf{P}_{\Phi 1 \max}) = \frac{|\mathbf{P}_{\Phi 1} \setminus \mathbf{P}_{\Phi 1 \max}|}{\sqrt{|\mathbf{P}_{\Phi 1}| \cdot |\mathbf{P}_{\Phi 1 \max}|}}, \quad (24)$$

где $|\mathbf{P}_{\Phi 1 \max} \setminus \mathbf{P}_{\Phi 1}|$ – количество различных отметок между рассматриваемыми элементами $\mathbf{P}_{\Phi 1 \max}$ и $\mathbf{P}_{\Phi 1}$, $|\mathbf{P}_{\Phi 1 \max}|$ – количество отметок в группе $\mathbf{P}_{\Phi 1 \max}$,

$|\mathbf{P}_{\phi 1}|$ – количество отметок в группе $\mathbf{P}_{\phi 1}$. Значения величин L сравниваются с порогом $L_{\text{порог}}$. Если порог превышен, то принимается решение, что рассматриваемые пары групп содержат в себе одинаковые отметки. В этом случае выборка $\mathbf{P}_{\phi 1}$ обнуляется. На выходе этапа поиска локальных максимумов формируется множество групп отметок \mathbf{P}_p . Таким образом, массив \mathbf{P}_p включает отметки массивов $\mathbf{P}_{\phi 1}$ и $\mathbf{P}_{\phi 2}$, располагающиеся вдоль прямых или кривых второго порядка (рис. 6).

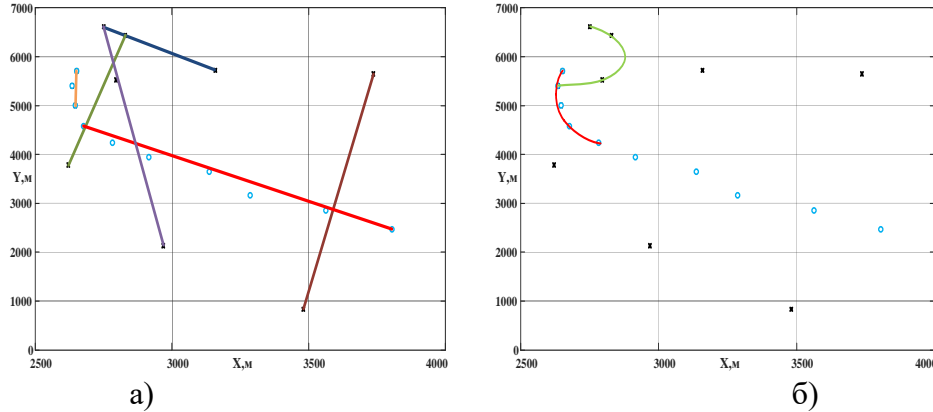


Рис. 6. Результат применения параметрических преобразований для завязки:

а) прямолинейных; б) криволинейных сегментов траектории.

После завязки сегментов траекторий решается задача их отождествления между собой с целью обнаружения истинной (результатирующей) траектории, например, за счёт объединения окончания одного сегмента с началом другого. В обнаруженных сегментах

траектории могут находиться идентичные отметки $\begin{cases} x_{i,1} - x_{j,2} = 0, \\ y_{i,1} - y_{j,2} = 0 \end{cases}$. Для правильного

отождествления и объединения сегментов траектории находятся идентичные отметки, которые исключаются из одного сегмента траектории. Параметрами объединения являются значения скорости движения БПЛА на конечном (начальном) сегменте и время обнаружения первой (последней) отметки

$$\begin{cases} \mathbf{P}_{\phi 1}, \mathbf{P}_{\phi 2} \in \mathbf{P}^*_k \\ t_{n,1} \leq t_{1,2} \\ |v_{n-1,1}| - |v_{1,2}| \leq T \times a_{\max} \end{cases}, \quad (25)$$

где $\mathbf{P}_{\phi 1}$ – группа отметок первого сегмента траектории; $\mathbf{P}_{\phi 2}$ – группа отметок второго сегмента траектории; \mathbf{P}^*_k – k группа; $t_{n,1}$ – время обнаружения последней отметки; $t_{1,2}$ – время обнаружения первой отметки; $v_{n-1,1}$ – скорость на последнем сегменте; $v_{1,2}$ – скорость на первом сегменте.

Принцип проверки выполнения правила объединения сегментов траектории представлен на рисунке 7.

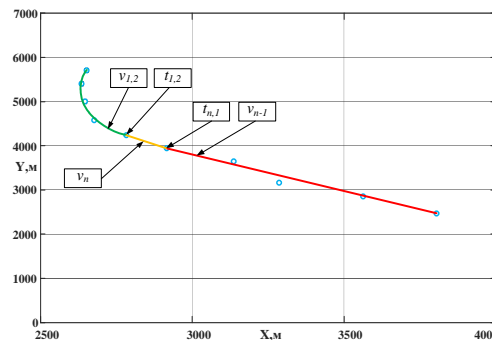


Рис. 7. Принцип объединения сегментов траектории.

Результат отождествления сегментов траекторий приведён на рисунке 8.

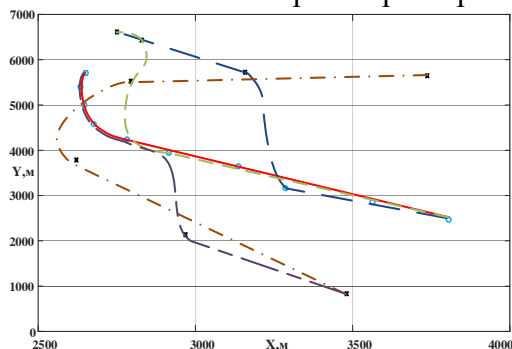


Рис. 8. Результат отождествления сегментов траекторий.

После объединения сегментов, количество отметок расположенных вдоль траектории, сравнивается с порогом по критерию « m из n », и на этом основании принимается решение об обнаружении или не обнаружении траектории.

В базе данных РЛС должен быть набор гипотетических траекторий с априорно заданными параметрами движения БПЛА. В случае, когда будет завязываться несколько траекторий (в т.ч. ложных), каждой из них будет присваиваться определённый вес. По результатам сравнения траектория с наибольшим весом будет принята за истинную, а параметры её отметок будут формироваться в массив P_v . Одновременно с принятием решения об обнаружении траектории БПЛА принимается решение об его обнаружении. Далее осуществляется оценка параметров траектории с использованием метода наименьших квадратов. Результат обнаружения БПЛА является началом этапа его сопровождения, которое может быть реализовано в режиме адаптивного «скользящего окна».

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Одним из направлений повышения эффективности радиолокационного обнаружения беспилотных летательных аппаратов является разработка и внедрение блочных многообзорных методов на основе *TBD*-технологии, использующих параметрические преобразования результатов первичной обработки радиолокационной информации, в существующие алгоритмы обнаружения. Основанный на параметрических преобразованиях процесс обнаружения БПЛА обладает высокой устойчивостью к большому количеству ложных отметок и пропуску истинных отметок, что позволяет повысить дальность и вероятность их обнаружения в условиях низких значений отношения сигнал-шум.

Направлением дальнейших исследований будет являться разработка новых алгоритмов обнаружения маневрирующих БПЛА в многоцелевой обстановке, основанных на использовании нейронных сетей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ашурков И. С. Современное состояние и перспективы развития многообзорных методов траекторной обработки радиолокационной информации при использовании TBD-технологий / Ашурков И. С., Лешко Н.А., Тимошенко А.В. // Вестник воздушно-космической обороны, 2022, № 3 (35). – С. 50–61.
2. Кошелев В.И. Обнаружение и сопровождение малоразмерного объекта / Кошелев В.И., Белокуров В.А. // Вопросы радиоэлектроники. Серия радиолокационная техника, 2011, Выпуск 1. – С. 97–105.
3. Бар-Шалом Я., Х.-Р. Ли. Траекторная обработка. Принципы, способы и алгоритмы: в 2 ч. М.: МГТУ имени Н. Э. Баумана, 2011. – 510 с.

4. Коновалов А. А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации. Ч. 1. СПб.: СПбГУ, 2013. – 163 с.
5. Ашурков И.С., Житков С.А., Лешко Н.А. Имитационная модель процесса обнаружения аэродинамических целей на основе параметрических преобразований в многопозиционной локационной системе. // Успехи современной радиоэлектроники, 2022, Том 76, №3. – С. 77–80.
6. Ашурков И.С., Житков С.А., Лешко Н.А. Комплексный обнаружитель криволинейных траекторий воздушных объектов с использованием параметрических преобразований. RU 2776417 C2, заяв. 15.10.2021, опубл. 19.07.2022.
7. Li X. R., Jilkov V.P. Survey of maneuvering target tracking. P. I: Dinamic model // IEEE Trans, On AES, 2003, No. 4. Pp.133–136.

REFERENCES

1. Ashurkov I. S. The current state and prospects for the development of multi-view methods of trajectory processing of radar information using TBD technologies / Ashurkov I. S., Leshko N.A., Timoshenko A.V. // Bulletin of Aerospace Defense, 2022, № 3 (35). – Pp. 50-61.
2. Koshelev V.I. Detection and tracking of a small object / Koshelev V.I., Belokurov V.A. // Questions of radio electronics. Radar Technology Series, 2011, Issue 1. – Pp. 97-105.
3. Bar-Shalom Ya., H.-R. Li. Trajectory processing. Principles, methods and algorithms: at 2 a.m.: Bauman Moscow State Technical University, 2011. – 510 p.
4. Konovalov A. A. Fundamentals of trajectory processing of radar information. Part 1. St. Petersburg: St. Petersburg State University, 2013. – 163 p.
5. Ashurkov I.S., Zhitkov S.A., Leshko N.A. Simulation model of the process of detecting aerodynamic targets based on parametric transformations in a multi-position location system. // Successes of modern radio electronics, 2022, Volume 76, No. 3. – Pp. 77-80.
6. Ashurkov I.S., Zhitkov S.A., Leshko N.A. Complex detector of curved trajectories of aerial objects using parametric transformations. RU 2776417 C2, application. 15.10.2021, publ. 19.07.2022.
7. Li X. R., Jilkov V.P. Survey of maneuvering target tracking. P. I: Dinamic model // IEEE Trans, On AES, 2003, No. 4. Pp.133–136.

ОБОБЩЁННАЯ ОЦЕНКА ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ТОЧНОСТИ ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫМ ОБНАРУЖИТЕЛЕМ-ПЕЛЕНГАТОРОМ В УСЛОВИЯХ СЛОЖНОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКИ

М. П. Сличенко¹, О. Н. Завалишина^{1,2}

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

²Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе предложены обобщённые выражения для нижней границы неравенства Крамера – Рао в случае пеленгования в азимутальной и угломестной плоскостях, позволяющее определять потенциальную точность пеленгования многоканальным обнаружителем-пеленгатором в произвольной системе координат в условиях сложной электромагнитной обстановки. Приведено выражение, определяющее «энергетический» центр антенной системы с произвольным пространственным расположением антенных элементов. Определено условие применимости известных и предложенных в работе выражений для нижней границы Крамера – Рао для определения потенциальной точности совместного оценивания азимута и угла места. Для проверки достоверности полученных обобщённых выражений неравенства Крамера – Рао проведено статистическое моделирование.

Ключевые слова: обнаружитель-пеленгатор, метод максимального правдоподобия, потенциальные характеристики, неравенство Крамера – Рао, энергетический центр.

GENERALIZED ESTIMATION OF THE POTENTIAL ACCURACY OF DIRECTION FINDING OF RADIO EMISSION SOURCES BY A MULTI- CHANNEL DETECTOR-DIRECTION FINDER UNDER CONDITIONS OF A COMPLEX ELECTROMAGNETIC ENVIRONMENT

M. P. Slichenko¹, O. N. Zavalishina^{1,2}

¹JSC «Sozvezdie» Concern», Voronezh, Russia

²Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The paper proposes generalized expressions for the Cramer – Rao lower bound in the case of direction finding in the azimuthal and elevation planes, which makes it possible to determine the potential accuracy of direction finding by a multichannel detector-direction finder in an arbitrary coordinate system in a complex electromagnetic environment. An expression is given that defines the energy center of an antenna system with an arbitrary spatial arrangement of antenna elements. The applicability condition is defined for the existing and proposed in the paper expressions for the Cramer – Rao lower bound to determine the potential accuracy of the joint estimation of the azimuth and elevation angle. To valid of the obtained generalized expressions of the Cramer-Rao inequality, statistical modeling was carried out.

Keywords: detector-direction finder, maximum likelihood method, potential characteristics, Cramer-Rao bound, energy center.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для оценки потенциальной точности измеренных параметров сигнала фундаментальное значение имеет неравенство Крамера – Рао [1-7], широко применяемое в задаче пеленгования источников радиоизлучения (ИРИ) многоканальным обнаружителем-пеленгатором (ОП) по азимуту и углу места [8-12]. В реальных условиях наличие взаимных влияний переотражающих элементов, корпуса носителя и произвольное пространственное размещение ОП приводит к изменению соотношений межканальных уровней принимаемого сигнала, результирующее поле которого оказывается сложной структуры. В работе [13] исследования авторов показали, что существующее выражение для нижней границы Крамера – Рао справедливо лишь при выполнении условия, что векторная комплексная диаграмма направленности (ВКДН) антенной системы (АС) ОП определена в системе координат (СК), начало которой совмещено с «энергетическим» центром АС.

Однако, в общем случае, пространственное положение «энергетического» центра АС является частотно зависимым. Это означает, что для использования выражения [8-12] для границы неравенства Крамера – Рао необходимо учитывать данную зависимость, иначе, такая оценка потенциальной точности пеленгования будет содержать ошибку. Обобщённое выражение для границы неравенства Крамера – Рао, полученное в работе [13], не требует отдельного учета положения «энергетического» центра АС. Однако в указанной работе рассматривался случай пеленгования лишь в азимутальной плоскости. Поэтому актуальной задачей является получение обобщённого выражения для нижней границы Крамера-Рао на случай совместной оценки азимута и угла места на ИРИ.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим задачу оценивания двух угловых координат ИРИ на фоне белого гауссовского шума с использованием пеленгаторной АР с произвольным расположением АЭ, которую будем характеризовать N -мерным ВКДН $\dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)$. Для оценки потенциальной точности измеренных угловых координат при наличии шума используется матрица Фишера [1-7]

$$\dot{\Phi} = \left\| \left\langle \frac{\partial^2 \Psi(\dot{\mathbf{V}}|\mathbf{1})}{\partial l_i \partial l_j^T} \right\rangle \right\|_{\substack{l_i=l_i^{(0)} \\ l_j=l_j^{(0)}}}, \quad (1)$$

где $\Psi(\dot{\mathbf{V}}|\mathbf{1}) = -M(\theta, \beta)$ – логарифм функции правдоподобия, $\mathbf{1} = (l_i, l_j)^T = (\theta, \beta)^T$ – азимут и угол места направления на ИРИ, $l_i^{(0)}$, $l_j^{(0)}$ – истинные значения вектора $\mathbf{1}$. Согласно методу максимального правдоподобия, для принятия решения используется функция правдоподобия в виде [8-13]

$$M(\theta, \beta) = \frac{(\dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta))^H \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{W}} \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}{(\dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta))^H \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}, \quad (2)$$

где $\dot{\mathbf{W}} = \sum_{a=1}^A \dot{\mathbf{W}}_a = \sum_{a=1}^A \dot{\mathbf{V}}_a \dot{\mathbf{V}}_a^H$ – матрица размера $N \times N$ взаимных энергий сигналов, накопленная по серии из A реализаций, $\dot{\mathbf{V}}_a = \dot{E}_a \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta) + \dot{\xi}_a$ – вектор-столбец комплексных амплитуд напряжений на выходах АЭ, измеренных по серии из A , $a = \overline{1, A}$

реализаций, \dot{E}_a – комплексные амплитуды напряженности электрической составляющей электромагнитного поля радиоволны, приходящей с азимута θ в a -м наблюдении, $\dot{\xi}_a$ – N -мерный вектор шума, элементами которого являются комплексные случайные величины с произвольной одинаковой для всех измерений серии эрмитовой матрицей ковариации $\dot{\mathbf{K}}$ размера $N \times N$, где $\dot{\mathbf{K}} = \langle \dot{\xi}_a \dot{\xi}_a^H \rangle$.

3. ОБОБЩЁННОЕ НЕРАВЕНСТВО КРАМЕРА – РАО

Далее для получения обобщённых выражений для нижней границы Крамера – Рао необходимо подставить функцию правдоподобия (2) в выражение (1). Тогда справедлива следующая теорема.

Теорема. В случае многоканального обнаружителя-пеленгатора, антенная система которого в выбранной СК описывается ВКДН $\dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)$, матрица Фишера Φ' совместных оценок азимута и угла места на ИРИ:

$$\Phi' = \Phi - \Delta\Phi, \quad (3)$$

где матрицы

$$\Phi = \frac{2}{\sigma^2} \sum_{a=1}^A |\dot{E}_a|^2 \begin{pmatrix} \mathbf{F}_{11} & \mathbf{F}_{12} \\ \mathbf{F}_{21} & \mathbf{F}_{22} \end{pmatrix}, \quad (4)$$

$$\Delta\Phi = \frac{2}{\sigma^2} \sum_{a=1}^A |\dot{E}_a|^2 \begin{pmatrix} \Delta\mathbf{F}_{11} & \Delta\mathbf{F}_{12} \\ \Delta\mathbf{F}_{21} & \Delta\mathbf{F}_{22} \end{pmatrix} \quad (5)$$

с элементами

$$\mathbf{F}_{ij} = \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)^H}{\partial l_i} \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}{\partial l_j},$$

$$\Delta\mathbf{F}_{ij} = \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)^H}{\partial l_i} \hat{\mathbf{\Pi}} \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}{\partial l_j}, \quad i, j = 1, 2,$$

где $\hat{\mathbf{\Pi}}(\theta, \beta) = \frac{\dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta) \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)^H}{\dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)^H \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}$ – матрица-проектор.

Полученное выражение для матрицы Фишера (3) отличается от известного [8-12] на величину поправки $\Delta\Phi$ (5), обусловленной произвольным выбором СК ВКДН.

Дисперсии оценок азимута, угла места и их коэффициент корреляции запишем в следующем виде

$$\sigma_\theta^2 = \frac{1}{2 \sum_{q=1}^Q |\dot{E}_q|^2 (1 - |\dot{r}_{\theta\beta}|^2) \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)^H}{\partial \theta} \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{\Pi}}_\perp \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}{\partial \theta}}, \quad (6)$$

$$\sigma_\beta^2 = \frac{1}{2 \sum_{q=1}^Q |\dot{E}_q|^2 (1 - |\dot{r}_{\theta\beta}|^2) \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)^H}{\partial \beta} \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{\Pi}}_\perp \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}{\partial \beta}}, \quad (7)$$

$$\dot{r}_{\theta\beta} = \frac{\frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)^H}{\partial \theta} \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{\Pi}}_\perp \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}{\partial \beta}}{\sqrt{\frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)^H}{\partial \theta} \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{\Pi}}_\perp \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}{\partial \theta}} \sqrt{\frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)^H}{\partial \beta} \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{\Pi}}_\perp \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}{\partial \beta}}}.$$

где $\hat{\mathbf{\Pi}}_\perp = \hat{\mathbf{I}} - \hat{\mathbf{\Pi}}$ – ортогональный проектор.

На рисунках 1 и 2 представлены зависимости от ОСШ среднеквадратической ошибки (СКО) совместной оценки азимута и угла места, рассчитанные как по формулам (6), (7) так и по соответствующим формулам [8-12] в случае пространственно некоррелированного шума с одинаковой в различных каналах интенсивностью σ^2 , т.е. $\mathbf{K} = \sigma^2 \mathbf{I}$. Результаты получены для 14-элементной винтовой АС при истинном азимуте $\theta_0 = 45^\circ$, угле места $\beta_0 = 30^\circ$, отношении радиуса образующей к длине волны $R/\lambda = 1$, отношении шага винтовой линии к радиусу $h/R = 1$. Зависимости для СКО оценки азимута изображены на рисунке 1, а для СКО оценки угла места – на рисунке 2.

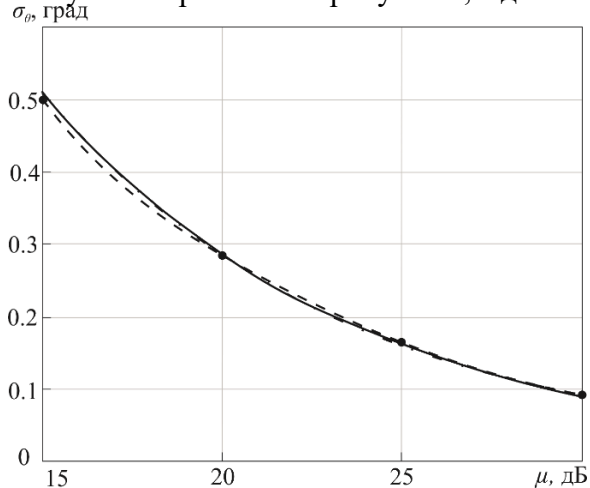


Рис. 1. Зависимость СКО пеленгования по азимуту от ОСШ.

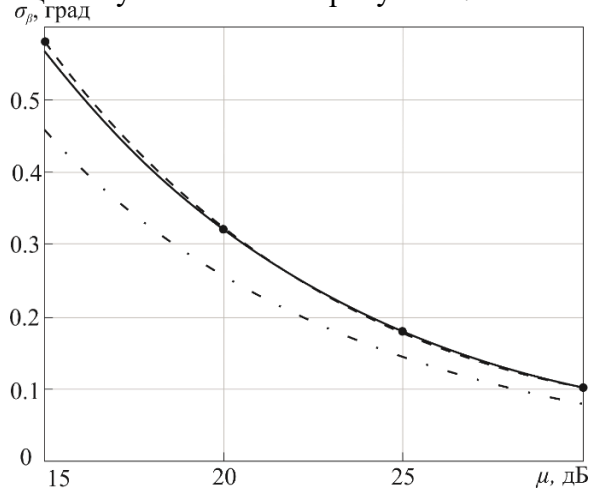


Рис. 2. Зависимость СКО пеленгования по углу места от ОСШ.

Сплошная кривая характеризует зависимость, полученную по формулам (6), (7), штрихпунктирная – зависимость, полученную по формулам, соответствующим матрице Фишера без поправки на $\Delta\Phi$ (4) [8-12], а пунктирная с круглыми маркерами соответствует результатам статистического моделирования. Как видно из рисунков, СКО оценки угла места, рассчитанная по формуле (7), отличается от СКО оценки, рассчитанной по известному выражению для нижней границы Крамера – Рао (рис. 1), не учитывающих смещение центра СК ВКДН относительно энергетического центра АС. Кривые для СКО оценки азимута совпадают для обоих выражений, что обусловлено особенностью геометрии винтовой антенной решетки – совпадением «энергетического» и геометрического центров в азимутальной плоскости (рис. 2). Видно, что результаты статистического моделирования согласуются с результатами расчетов по формулам (6), (7).

4. ПОНЯТИЕ «ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО» ЦЕНТРА АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ

Найдем условие, при котором полученные выражения для СКО совместных оценок азимута и угла места совпадают с существующими выражениями [8-12]. Из выражения (3) следует, что условию, при котором выражения совпадают, удовлетворяет следующая система уравнений

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{S}}_1^H \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{P}} \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \dot{\mathbf{S}}_1 = 0, \\ \dot{\mathbf{S}}_1^H \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{P}} \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \dot{\mathbf{S}}_2 = 0, \\ \dot{\mathbf{S}}_2^H \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{P}} \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \dot{\mathbf{S}}_2 = 0. \end{cases} \quad (8)$$

$$\text{где } \dot{\mathbf{S}}_1 = \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}{\partial \theta}, \quad \dot{\mathbf{S}}_2 = \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}{\partial \beta}.$$

В соответствии с неравенством Буняковского – Шварца для эрмитовых матриц, определитель матрицы (3) удовлетворяет условию

$$|\det \Phi'| \geq 0, \quad \det \Phi' = \begin{pmatrix} \dot{\mathbf{S}}_1^H \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \hat{\Pi} \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \dot{\mathbf{S}}_1 & \dot{\mathbf{S}}_1^H \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \hat{\Pi} \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \dot{\mathbf{S}}_2 \\ \dot{\mathbf{S}}_2^H \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \hat{\Pi} \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \dot{\mathbf{S}}_1 & \dot{\mathbf{S}}_2^H \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \hat{\Pi} \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \dot{\mathbf{S}}_2 \end{pmatrix},$$

которое эквивалентно

$$\left| \text{Tr} \left(\dot{\mathbf{S}}_1^H \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \hat{\Pi} \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \dot{\mathbf{S}}_2 \right) \right|^2 \leq \text{Tr} \left(\dot{\mathbf{S}}_1^H \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \hat{\Pi} \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \dot{\mathbf{S}}_1 \right) \text{Tr} \left(\dot{\mathbf{S}}_2^H \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \hat{\Pi} \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \dot{\mathbf{S}}_2 \right).$$

С учетом последнего неравенства нетрудно заключить, что выполнение любых двух уравнений системы (8) приводит к выполнению оставшегося третьего уравнения. Следовательно, имеем систему из двух уравнений

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{S}}_1^H \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \hat{\Pi} \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \dot{\mathbf{S}}_1 = 0, \\ \dot{\mathbf{S}}_2^H \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \hat{\Pi} \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \dot{\mathbf{S}}_2 = 0 \end{cases} \quad \text{или} \quad \begin{cases} \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}^H(\theta, \beta)}{\partial \theta} \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta) = 0, \\ \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}^H(\theta, \beta)}{\partial \beta} \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta) = 0. \end{cases} \quad (9)$$

Иллюстрация условия (9) для применимости существующего выражения неравенства Крамера – Рао представлена на рисунке 3 и соответствует случаю, когда векторы ВКДН $\dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)$ и ее первых производных $\frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}{\partial \theta}$ и $\frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}{\partial \beta}$ ортогональны.

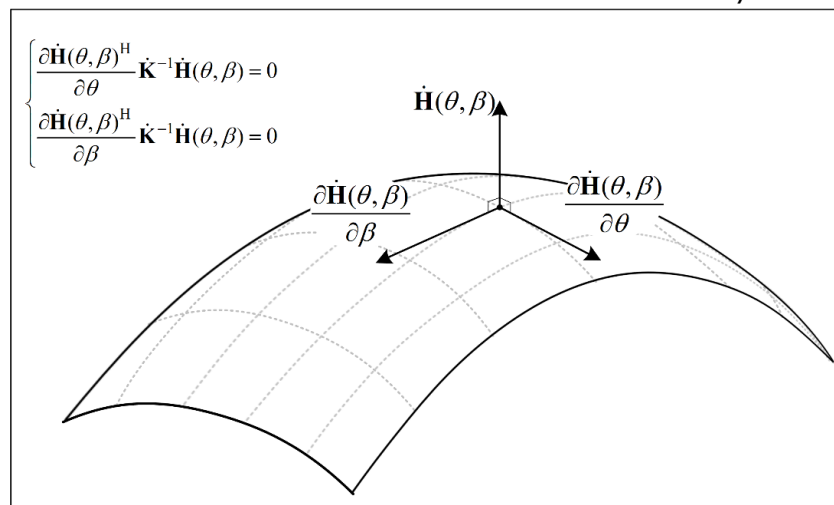


Рис. 3. Условие применимости существующего выражения неравенства Крамера – Рао.

Рассмотрим частный случай невзаимодействующей АР с элементами типа «точечных» датчиков поля и ВКДН вида

$$\dot{\mathbf{H}}_n(\theta, \beta) = a_n \exp\left(i \frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{k}^T \mathbf{r}_n\right), \quad \mathbf{r}_n = (x_n, y_n)^T, \quad \mathbf{k} = \begin{pmatrix} \cos \theta \cos \beta \\ \sin \theta \cos \beta \end{pmatrix}, \quad n = \overline{1, N}, \quad (10)$$

где \mathbf{k} – единичный вектор направления на ИРИ, a_n – амплитудный множитель n -го АЭ, \mathbf{r}_n – радиус-вектор n -го АЭ, λ – длина пеленгуемой радиоволны, N – количество АЭ.

В результате подстановки (10) в (9) получим необходимое и достаточное условие справедливости известных выражений [8-12] для нижней границы Крамера – Рао

$$\sum_{n,m=1}^N |a_n|^2 \mathbf{r}_n (\dot{\mathbf{K}}^{-1})_{nm} = 0, \quad (11)$$

что эквивалентно условию равенства нулю радиус-вектора точки «энергетического» центра АС. Аналогично [13] радиус-вектор «энергетического» центра АР с элементами типа «точечных» датчиков поля и ВКДН вида (9) можем записать

$$\mathbf{R} = \frac{\sum_{n,m=1}^N |\dot{\mathbf{H}}_n(\theta, \beta)|^2 \mathbf{r}_n (\dot{\mathbf{K}}^{-1})_{nm}}{\sqrt{\sum_{n,m=1}^N |\dot{\mathbf{H}}_n(\theta, \beta)|^2 (\dot{\mathbf{K}}^{-1})_{nm}}} = \frac{\sum_{n,m=1}^N |a_n|^2 \mathbf{r}_n (\dot{\mathbf{K}}^{-1})_{nm}}{\sqrt{\sum_{n,m=1}^N |a_n|^2 (\dot{\mathbf{K}}^{-1})_{nm}}}. \quad (12)$$

Таким образом, для АС с элементами типа «точечных» датчиков поля и ВКДН вида (10) существующие выражения для нижней границы Крамера – Рао [8-12] справедливы лишь в том случае, когда начало СК ВКДН определено в «энергетическом» центре АС. В противном случае следует использовать обобщённые выражения (6), (7) учитывающее поправку $\Delta\Phi$ для информационной матрицы Фишера.

Заметим, что выражение для «энергетического» центра АС (11) в общем случае зависит от значений азимута и угла места. Следовательно, при расчёте по существующим формулам положение центра масс необходимо рассчитывать для каждого направления на ИРИ, что значительно повышает количество вычислений. В случае формул (6), (7) поправка позволяет рассчитывать потенциальные характеристики ОП в любой точке начала СК, тем самым выполняя вычисления независимо от расположения «энергетического» центра АС.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В общем случае совместного пеленгования по азимуту и углу места многоканальным ОП с ВКДН произвольного вида, определенной в произвольной системе координат, при оценке потенциальных характеристик пеленгования следует использовать представленные в статье выражения (6), (7) для нижней границы Крамера – Рао.

Известные выражения для нижней границы Крамера – Рао [8-12] справедливы при условии выполнения системы уравнения (9), то есть в случае, если начало СК ВКДН определено в «энергетическом» центре решетки. При этом для антенных решеток с элементами типа «точечных» датчиков поля условие применимости (11) и выражение для радиус-вектора «энергетического» центра (12) совпадает с результатами, полученными в работе [13] для пеленгования только в азимутальной плоскости.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ван Трис. Гарри Л. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Том 1 Теория обнаружения, оценок и линейная модуляция: Пер. с англ. / Под ред. проф. В.И. Тихонова. М.: Советское радио, 1972. – 744 с.
2. Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Советское радио. 1978. – 295 с.
3. Рао С. Р. Линейные статистические методы и их применения: Пер. с англ. / Под ред. академика Ю. В. Линника. М.: Наука, 1968. – 548 с.
4. Репин В. Г., Тартаковский Г. П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Сов. радио, 1977. – 432 с.
5. Вопросы статистической теории радиолокации / П. А. Бакут [и др.] / Под ред. Г.П. Тартаковского. Т. 2. М.: Сов. радио, 1964. – 1080 с.

6. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд. перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.
7. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
8. Виноградов А. Д., Дмитриев И. С. Потенциальная точность многоканального пеленгатора с антенной решеткой из ненаправленных невзаимодействующих антенных элементов // Антенны, 2008, № 3 (130). – С. 60-63.
9. Артемов М. Л., Борисов В. И., Маковий В. А., Сличенко М. П. Автоматизированные системы управления, радиосвязи и радиоэлектронной борьбы. Основы теории и принципы построения. / Под. ред. М. Л. Артемова. М.: Радиотехника, 2021. – 556 с.
10. Артемов М. Л., Афанасьев О. В., Дмитриев И. С., Попов В. В., Сличенко М. П. Потенциальная точность оценивания направлений прихода и амплитуд напряженности поля нескольких плоских монохроматических радиоволн многоканальным радиопеленгатором с антенной системой произвольной конфигурации // Радиотехника, 2013, № 3. – С. 69-75.
11. Дмитриев И. С., Сличенко М. П. Максимально правдоподобное обнаружение и оценивание направления прихода и амплитуды напряженности радиоволны с помощью многоканального радиопеленгатора с антенной системой произвольной конфигурации // Антенны, 2011, №5. – С.59-64.
12. Артемов М. Л., Афанасьев О. В., Дмитриев И. С., Сличенко М. П. Особенности функционирования максимально правдоподобного алгоритма обнаружения и оценивания параметров плоской монохроматической радиоволны в условиях сложной помеховой обстановки // Радиотехника, 2013, №3. – С.62-68.
13. Сличенко М. П., Завалишина О. Н. Обобщенное неравенство Крамера – Рао для пеленгования источников радиоизлучения в условиях сложной электромагнитной обстановки // Теория и техника радиосвязи, 2022, №4. – С. 41-45.

REFERENCES

1. Van Trees H. L., Bell K. L., Tian Z. Detection Estimation and Modulation Theory, Part I: Detection, Estimation, and Filtering Theory, 2nd ed. New York, NY, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2013. – 1176 p.
2. Kulikov E. I., Trifonov A. P. Estimation of signal parameters against the background of interference. Moscow: Sov. radio, 1978. – 295 p.
3. Rao S. R. Linear Statistical Methods and Their Applications. Moscow, 1968. – 548 p.
4. Repin V. G., Tartakovsky G. P. Statistical Synthesis with a Priori Uncertainty and Adaptation of Information Systems. Moscow: Sov. radio (in Russian), 1977. – 432 p.
5. Bakut P. A. et al. Questions of the statistical theory of radar. Moscow: Sov. radio, 1964. – 1080 p. – 656 p.
6. B. R. Levin. Theoretical foundations of radio engineering static, 3rd Ed. Moscow: Radio and communications, 1989. – 656 p.
7. V. I. Tihonov, Statistical radio engineering. Moscow: Radio and communications, 1982. – 624 p.
8. Vinogradov A. D., Dmitriev I. S. Potential accuracy of a multichannel direction-finder with an antenna array of not directed noninteracting antenna elements. // Antenny, 2008, Vol. 130, No. 3. – Pp. 60-63.
9. Artemov M. L., Borisov V. I., Makoviy V. A., Slichenko M. P. Automated control systems, radio communications and electronic warfare. Fundamentals of theory and principles of construction, M. L. Artemov Ed. Moscow: Radio engineering (in Russian), 2021. – 556 p.

10. Artemov M. L., Afanasyev O. V., Dmitriev I. S., Popov V. V., Slichenko M. P. Potential accuracy of estimation of directions of arrival amplitudes of intensity of electric field of flat monochromatic radio-waves a multichannel radio direction finder with antenna system of an arbitrary configuration. // *Radioengineering*, 2013, No. 3. – Pp. 69-75.
11. Dmitriev I. S., Slichenko M. P. The maximum likelihood detection and estimation of a direction of arrival and amplitude of intensity of a radio-wave by means of a multichannel radio direction finder with antenna system of any configuration. // *Antenny*, 2011, No. 5(168). – Pp. 59-64.
12. Artemov M. L., Afanasyev O. V., Dmitriev I. S., Slichenko M. P. Features of functioning of as much as possible plausible algorithm of detection and estimation parameters of a flat monochromatic radio-wave in the conditions of difficult restriction conditions // *Radioengineering*, 2013, No. 3. – Pp. 62-68.
13. Slichenko M. P., Zavalishina O. N. The generalized Cramer-Rao bound for direction finding of radio sources in a complex electromagnetic environment. // *Theory and Technology of Radio Communication*, 2022, No. 4. – Pp. 41-45.

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА В МНОГОКАНАЛЬНОМ ПРИЕМНОМ УСТРОЙСТВЕ ПРИ ПРИНЯТИИ РЕШЕНИЯ ПО КАНАЛУ С МАКСИМАЛЬНЫМ ЗНАЧЕНИЕМ СИГНАЛА С УЧЕТОМ МАЖОРИТАРНОГО АЛГОРИТМА КОНТРОЛЬНЫХ ПРОВЕРОК

Ю.В. Сидоров, В.И. Шестопалов, А.И. Мордовин

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Для многоканального обнаружителя шумоподобного сигнала проведен анализ работы с принятием решения по максимальному сигналу при мажоритарном алгоритме контрольных проверок. Проведена оценка характеристик помехоустойчивости работы многоканального обнаружителя с принятием решения по максимальному сигналу при различных параметрах мажоритарного алгоритма контрольных проверок.

Ключевые слова: шумоподобный сигнала, многоканальный обнаружитель, распределения Релея, Райса, мажоритарный алгоритм контрольных проверок.

EVALUATION OF THE NOISE IMMUNITY OF DETECTING A NOISE-LIKE SIGNAL IN A MULTICHANNEL RECEIVER WHEN MAKING A DECISION ON THE CHANNEL WITH THE MAXIMUM SIGNAL VALUE TAKING INTO ACCOUNT THE MAJORITY ALGORITHM OF CONTROL CHECKS

Yu. V. Sidorov, V. I. Shestopalov, A. I. Mordovin

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. For a multichannel detector of a noise-like signal, an analysis of the operation with a decision on the maximum signal was carried out with the majority algorithm of control checks. The evaluation of the characteristics of the noise immunity of the operation of a multichannel detector was carried out with the decision on the maximum signal for various parameters of the majority algorithm of control checks.

Keywords: noise-like signal, multichannel detector, Rayleigh and Rice distributions, majority algorithm of control checks

1. ВВЕДЕНИЕ

В современных системах связи, управления и навигации широкое применение нашли шумоподобные сигналы (ШПС), получаемые прямым расширением спектра с использованием фазовой манипуляции на основе псевдослучайных последовательностей (ПСП)[1-4]. Использование ШПС сигналов в этих системах позволяет обеспечить при действии мощных помех высокую помехозащищенность, а также позволяет обеспечить кодовое разделение при работе в общей полосе частот. Для обеспечения работы с ШПС сигналами системам связи, управления и навигации требуется взаимная синхронизация передающей и приемной аппаратуры [5]. Для обеспечения взаимной синхронизации передающей и приемной аппаратуры используется специально передаваемый синхросигнал в суммарном ШПС сигнале. Взаимная синхронизация между входящим 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 осуществить когерентное выделение передаваемой информации. Синхронизация фазы приходящего сигнала осуществляется после устранения 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.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Для ускорения обнаружения ШПС сигнала применяют многоканальную схему обнаружителя. Упрощенный вариант схема, такого многоканального обнаружителя с принятием решения по максимальному сигналу из всех корреляционных каналов, представлена на рис.1.

Анализ проводится для ШПС сигнала со следующими параметрами: T - период длительности псевдослучайной последовательности (ПСП); τ - длительность элементарного импульса ПСП; $T/\tau = N$ - 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 принятого сигнала, он поступает на D входов корреляционных каналов. В корреляционных каналах приходящий сигнал умножается на опорные копии, которые поступает с D выходов генератора ПСП и сдвинуты друг относительно друга на величину длительности элементарного импульса ПСП.

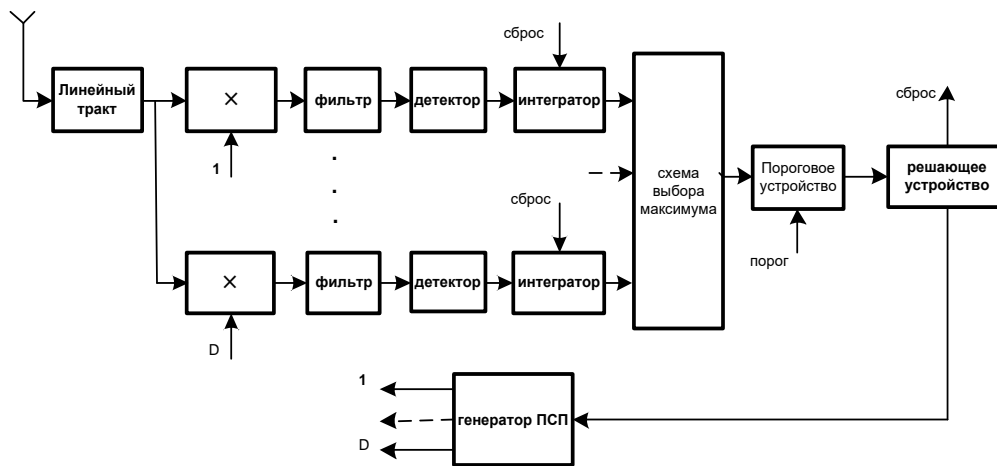


Рис. 1. Схема многоканального обнаружителя ШПС сигнала с выбором максимального канала.

С выхода умножителя сигнал поступает на фильтр с полосой $\Delta f = 1/2T$ и далее через детектор на интегратор со сбросом, у которого время интегрирования равно- T . Сигнал с выхода интегратора поступает на схему выбора максимального сигнала, который поступает на пороговое устройство, где принимается решение о превышении порога приходящим сигналом. Сигнал с выходов порогового устройства поступают 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 опорной копии генератора ПСП, и проводит дополнительные контрольные проверки, длительность которых определяется выбранным алгоритмом. На основании контрольных проверок принимается окончательное решение об обнаружении сигнала.

Учитывая, что опорные сигналы в корреляторах сдвинуты между собой на τ , то можно считать, что сигналы на выходах интеграторов каждого из каналов статистически независимыми величинами.

Имеем D независимых случайных величин X_1, X_2, \dots, X_D с плотностями распределения $W_1(x_1), W_2(x_2), \dots, W_D(x_D)$. Функция распределения величины $Z = \max\{X_1, X_2, \dots, X_D\}$ имеет вид [6]:

$$F_z(x) = \prod_{i=1}^D F_i(x) \quad (1)$$

$$\text{где } F_i(x) = \int_0^x W_i(y_i) dy_i.$$

Плотность распределения величины $Z = \max\{X_1, X_2, \dots, X_D\}$ получается дифференцированием функции распределения $F_z(x)$ и имеет вид:

$$W_z(x) = \sum_{j=1}^D \frac{W_j(x)}{F_j(x)} \prod_{i=1}^D F_i(x) \quad (2)$$

Для D каналов с шумом и без сигнала плотность распределения на выходе схемы выбора максимума в соответствии с выражением (2) имеет вид

$$W_z^1(x) = DW_1(x)F_1^{D-1}(x). \quad (3)$$

где W_1 - плотность распределения шума на выходе интегратора.

Для случая $D-1$ канал с шумом и одним каналом с сигналом плотность распределения на выходе схемы выбора максимума в соответствии с выражением (2) имеет вид:

$$W_z^2(x) = (D-1)W_1(x)F_1^{D-2}(x)F_2(x) + F_1^{D-1}(x)W_2(x) \quad (4)$$

где W_2 - плотность распределения смеси сигнала и шума на выходе интегратора.

Вероятность ложной тревоги на выходе порогового устройства [7], с учетом величины плотность распределения выбора максимума из D каналов в соответствии с выражением (3), можно представить в виде:

$$P_{ЛТМ} = \int_{\eta}^{\infty} W_z^1(x) dx = \int_{\eta}^{\infty} DW_1(x)F_1^{D-1}(x) dx \quad (5)$$

где η - порог, который обеспечивает требуемую вероятность ложной тревоги.

Вероятность пропуска, при совпадении приходящего сигнала и опорной копии, на выходе порогового устройства с учетом величины плотность распределения выбора максимума из D каналов в соответствии с выражением (4) можно представить в виде

$$P_{ЛПМ} = \int_0^{\eta} W_z^2(x) dx = \int_0^{\eta} (D-1)W_1(x)F_1^{D-2}(x)F_2(x) dx + \int_0^{\eta} F_1^{D-1}(x)W_2(x) dx \quad (6)$$

За полный цикл проверки всех N точек неопределенности ШПС сигнала вероятность ложной тревоги можно представить в виде:

$$P_{ЛТЦ} = 1 - (1 - P_{ЛТМ})^{N/D} \quad (7)$$

С учетом разложения по формуле Ньютона [5]

$$(1-B)^D = \sum_{\gamma=0}^D (-1)^\gamma C_D^\gamma B^\gamma \approx 1-DB \quad (8)$$

вероятность ложной тревоги за полный цикл проверки можно представить в виде:

$$P_{ЛТЦ} = 1 - (1 - P_{ЛТМ})^{N/D} \approx \frac{N}{D} P_{ЛТМ} \quad (9)$$

В качестве алгоритма контрольной проверки можно использовать факт превышения порога в g из m интервалах T на длительности этапа контрольной проверки mT . Тогда вероятность ложного ($P_{ЛТМ}^{g \rightarrow m}$) и правильного обнаружения ($P_{ОБ}^{g \rightarrow m}$) за этап контрольной проверки длительностью mT определяется формулой Бернулли и имеет вид [6]:

$$P_{ЛТМ}^{g \rightarrow m} = \sum_{i=g}^m C_m^i P_{ЛТМ}^i (1 - P_{ЛТМ})^{m-i} \quad (10)$$

$$P_{ОБ}^{g \rightarrow m} = \sum_{i=g}^m C_m^i P_{ОБ}^i (1 - P_{ОБ})^{m-i} = \sum_{i=g}^m C_m^i (1 - P_{ПРМ})^i P_{ПРМ}^{m-i} \quad (11)$$

Вероятность ложной тревоги ($P_{ЛТЦК}^{g \rightarrow m}$) за полный цикл всех N точек неопределенности ШПС сигнала, с учетом рассматриваемого алгоритма контрольной проверки, можно представить в виде:

$$P_{ЛТЦК}^{g \rightarrow m} = P_{ЛТЦ} P_{ЛТМ}^{g \rightarrow m} = \frac{N}{D} P_{ЛТМ} \left(\sum_{i=g}^m C_m^i P_{ЛТМ}^i [1 - P_{ЛТМ}]^{m-i} \right) \quad (12)$$

Вероятность пропуска сигнала ($P_{ПРМК}^{g \rightarrow m}$), с учетом рассматриваемого алгоритма контрольной проверки, при совпадении приходящего сигнала и опорной копии, можно представить в виде:

$$P_{ПРМК}^{g \rightarrow m} = 1 - P_{ОБ} P_{ОБ}^{g \rightarrow m} = 1 - [1 - P_{ПРМ}] \left[\sum_{i=g}^m C_m^i (1 - P_{ПРМ})^i P_{ПРМ}^{m-i} \right] \quad (13)$$

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:

$$T_{ц} = \frac{N}{D} T + \Delta \quad (14)$$

где Δ - время контрольных проверок.

Время контрольных проверок можно представить в виде $\Delta = \frac{N}{D} P_{ЛТМ} mT$, тогда полный цикл времени проверок всех точек неопределенности имеет вид:

$$T_{ц} = \frac{N}{D} T + \frac{N}{D} P_{ЛТМ} mT \quad (15)$$

Вероятность ложной тревоги для приемного устройства задается в виде вероятность ложной тревоги ($P_{ЛТЧ}$) за час работы приемного устройства в режиме обнаружения сигнала. Вероятность ложной тревоги за час работы можно представить в виде:

$$P_{ЛТЧ} = 1 - (1 - P_{ЛТЦК}^{g \rightarrow m})^M \approx M P_{ЛТЦК}^{g \rightarrow m} \quad (16)$$

где $M = \frac{3600}{T_{ц}}$.

Учитывая малое значение величины $\frac{N}{D} P_{ЛТМ}$, выражение (15) можно представить в виде:

$$T_{ц} = \frac{N}{D}T + NP_{ЛТМ}mT \approx \frac{N}{D}T \quad (17)$$

Тогда с учетом (16) и (17) величину $P_{ЛТЦК}^{g \rightarrow m}$ можно представить в виде:

$$P_{ЛТЦК}^{g \rightarrow m} = \frac{P_{ЛТЧ}TN}{3600 D} \quad (18)$$

При наличии только шума на входе приемника плотность распределения на выходе интегратора каждого канала определяется законом Релея [7].

$$W_1(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (19)$$

где σ^2 - дисперсия шума.

Так как $F_i(x) = \int_0^x W_i(y_i) dy_i$ то с учетом (19) будем иметь:

$$F_1^{D-1}(x) = \left[\int_0^x \frac{y}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right) dy \right]^{D-1} = \sum_{v=0}^{D-1} (-1)^v C_{D-1}^v \exp\left(-\frac{vx^2}{2\sigma^2}\right) \quad (20)$$

С учетом выбора максимума из D каналов в соответствии с выражениями (5) и (20), вероятность ложной тревоги на выходе порогового устройства можно представить в виде:

$$\begin{aligned} P_{ЛТМ} &= \int_{\eta}^{\infty} W_1(x) dx = \int_{\eta}^{\infty} DW_1(x) F_1^{D-1}(x) dx = \\ &= \int_{\eta}^{\infty} D \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \sum_{v=0}^{D-1} (-1)^v C_{D-1}^v \exp\left(-\frac{vx^2}{2\sigma^2}\right) dx \\ &= \sum_{k=0}^{D-1} (-1)^v C_{D-1}^v D \int_{\eta}^{\infty} \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{(v+1)x^2}{2\sigma^2}\right) dx \end{aligned} \quad (21)$$

Проведем замену $y = \frac{x}{\sigma} \sigma dy = dx$ $\eta_n = \frac{\eta}{\sigma}$ (нормированный порог) тогда

$$\begin{aligned} P_{ЛТМ} &= \int_{\eta_n}^{\infty} D y \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) \sum_{v=0}^{D-1} (-1)^v C_{D-1}^v \exp\left(-\frac{vy^2}{2}\right) dy = v \\ &= \sum_{v=0}^{D-1} (-1)^v C_{D-1}^v D \int_{\eta_n}^{\infty} y \exp\left(-\frac{(v+1)y^2}{2}\right) dy = \\ &= \sum_{v=0}^{D-1} (-1)^v C_{D-1}^v \frac{D}{v+1} \exp\left(-\frac{(v+1)\eta_n^2}{2}\right) \approx D \exp\left(-\frac{\eta_n^2}{2}\right) \end{aligned} \quad (22)$$

Из выражения (21) с учетом (17) после преобразований получим

$$\eta_n = \sqrt{-2 \ln\left(\frac{P_{ЛТМ}}{D}\right)} \quad (23)$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 3-х из 5 интервалов T на длительности этапа контрольной проверки $5T$, вероятность ложной тревоги ($P_{ЛТЦК}^{3 \rightarrow 5}$) за полный цикл всех N точек неопределенности ШПС сигнала с учетом (12) можно представить в виде:

$$P_{ЛТЦК}^{3 \rightarrow 5} = \frac{N}{D} P_{ЛТМ} \left(\sum_{i=3}^5 C_5^i P_{ЛТМ}^i [1 - P_{ЛТМ}]^{5-i} \right) \approx 10 \frac{N}{D} P_{ЛТМ}^4 \quad (24)$$

Из (24) получаем

$$P_{ЛТМ} = \left(\frac{P_{ЛТЦК}^{3 \rightarrow 5} D}{10N} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (25)$$

С учетом (18) величину $P_{ЛТМ}$ можно представить в виде:

$$P_{ЛТМ}^{3 \rightarrow 5} = \left(\frac{P_{ЛТЧ} T}{10 \times 3600} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (26)$$

При этом с учетом (26) величина нормированного порога (23) $\eta_n^{3 \rightarrow 5}$ будет иметь вид:

$$\eta_n^{3 \rightarrow 5} = \sqrt{-2 \ln \left(\frac{P_{ЛТМ}^{3 \rightarrow 5}}{D} \right)} = \sqrt{2 \ln D - \frac{1}{2} \ln \left(\frac{P_{ЛТЧ} T}{10 \times 3600} \right)} \quad (27)$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 5 из 5 интервалов T на длительности этапа контрольной проверки $5T$, вероятность ложной тревоги ($P_{ЛТЦК}^{5 \rightarrow 5}$) за полный цикл всех N точек неопределенности ШПС сигнала с учетом (12) можно представить в виде:

$$P_{ЛТЦК}^{5 \rightarrow 5} = \frac{N}{D} P_{ЛТМ} \left(\sum_{i=5}^5 C_5^i P_{ЛТМ}^i [1 - P_{ЛТМ}]^{5-i} \right) = \frac{N}{D} P_{ЛТМ}^6 \quad (28)$$

Из (28) получаем

$$P_{ЛТМ} = \left(\frac{P_{ЛТЦК} D}{N} \right)^{\frac{1}{6}} \quad (29)$$

С учетом (18) величину $P_{ЛТМ}$ можно представить в виде:

$$P_{ЛТМ}^{5 \rightarrow 5} = \left(\frac{P_{ЛТЧ} T}{3600} \right)^{\frac{1}{6}} \quad (30)$$

При этом с учетом (30) величина нормированного порога (23) $\eta_n^{5 \rightarrow 5}$ будет иметь вид

$$\eta_n^{5 \rightarrow 5} = \sqrt{-2 \ln \left(\frac{P_{ЛТМ}^{5 \rightarrow 5}}{D} \right)} = \sqrt{2 \ln D - \frac{1}{3} \ln \left(\frac{P_{ЛТЧ} T}{3600} \right)} \quad (31)$$

При наличии сигнала и шума на входе приемника плотность распределения на выходе интегратора определяется законом Райса [7]

$$W_2(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp \left(-\frac{x^2 + A^2}{2\sigma^2} \right) I_0 \left(\frac{xA}{\sigma^2} \right) \quad (32)$$

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 $F_i(x) = \int_0^x W_i(y) dy$ то с учетом (19) и (32) будем иметь

$$\begin{aligned} F_1^{D-1}(x) &= \left[\int_0^x \frac{y}{\sigma^2} \exp \left(-\frac{y^2}{2\sigma^2} \right) dy \right]^{D-1} = \sum_{v=0}^{D-1} (-1)^v C_{D-1}^v \exp \left(-\frac{vx^2}{2\sigma^2} \right) \\ F_1^{D-2}(x) &= \left[\int_0^x \frac{y}{\sigma^2} \exp \left(-\frac{y^2}{2\sigma^2} \right) dy \right]^{D-2} = \sum_{v=0}^{D-2} (-1)^v C_{D-2}^v \exp \left(-\frac{vx^2}{2\sigma^2} \right) \\ F_2(x) &= \int_0^x W_2(y) dy = \int_0^x \frac{y}{\sigma^2} \exp \left(-\frac{y^2 + A^2}{2\sigma^2} \right) I_0 \left(\frac{yA}{\sigma^2} \right) dy \end{aligned} \quad (33)$$

С учетом выбора максимума из D каналов в соответствии с выражениями (6) и (33), вероятность пропуска при совпадении приходящего сигнала и опорной копии на выходе порогового устройства можно представить в вид

$$\begin{aligned}
P_{\text{ПРМ}} &= \int_0^{\eta} W_z^2(x) dx = \int_0^{\eta} (D-1) W_1(x) F_1^{D-2}(x) F_2(x) dx + \int_0^{\eta} F_1^{D-1}(x) W_2(x) dx = \\
&= \int_0^{\eta} (D-1) x \sum_{v=0}^{D-2} (-1)^v C_{D-2}^v \exp\left(-\frac{(v+1)x^2}{2}\right) \int_0^x y \exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}yh) dy dx + \\
&+ \int_0^{\eta} \sum_{v=0}^{D-1} (-1)^v C_{D-1}^v \exp\left(-\frac{vx^2}{2}\right) x \exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}xh) dx
\end{aligned} \tag{34}$$

где $h^2 = \frac{A^2}{2\sigma^2}$ - отношение сигнал/шум.

Для упрощения выражения (34) используем только первые члены сумм при $v=0$ и получим выражение в виде:

$$\begin{aligned}
P_{\text{ПРМ}} &= \int_0^{\eta} (D-1) x \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \int_0^x y \exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}yh) dy dx + \\
&+ \int_0^{\eta} x \exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}xh) dx
\end{aligned} \tag{35}$$

С учетом величины нормированного порога $\eta_n^{3 \rightarrow 5}$ (27) и $\eta_n^{5 \rightarrow 5}$ (31) вероятность пропуска можно представить в виде:

$$\begin{aligned}
P_{\text{ПРМ}}^{3 \rightarrow 5} &= \int_0^{\sqrt{2 \ln D - \frac{1}{2} \ln \left(\frac{P_{\text{ПРЧ}} T}{10 \times 3600} \right)}} (D-1) x \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \int_0^x y \exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}yh) dy dx + \\
&+ \int_0^{\sqrt{2 \ln D - \frac{1}{2} \ln \left(\frac{P_{\text{ПРЧ}} T}{10 \times 3600} \right)}} x \exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}xh) dx
\end{aligned} \tag{36}$$

$$\begin{aligned}
P_{\text{ПРМ}}^{5 \rightarrow 5} &= \int_0^{\sqrt{2 \ln D - \frac{1}{3} \ln \left(\frac{P_{\text{ПРЧ}} T}{3600} \right)}} (D-1) x \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \int_0^x y \exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}yh) dy dx + \\
&+ \int_0^{\sqrt{2 \ln D - \frac{1}{3} \ln \left(\frac{P_{\text{ПРЧ}} T}{3600} \right)}} x \exp\left(-\frac{x^2+2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}xh) dx
\end{aligned} \tag{37}$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 3-х из 5 интервалов Т на длительности этапа контрольной проверки 5Т, вероятности пропуска ($P_{\text{ПРМК}}^{3 \rightarrow 5}$), при совпадении проходящего сигнала и опорной копии, с учетом (13) можно представить в виде

$$P_{\text{ПРМК}}^{3 \rightarrow 5} = 1 - [1 - P_{\text{ПРМ}}^{3 \rightarrow 5}] \left[\sum_{i=3}^5 C_3^i (1 - P_{\text{ПРМ}}^{3 \rightarrow 5})^i (P_{\text{ПРМ}}^{3 \rightarrow 5})^{5-i} \right] \approx P_{\text{ПРМ}}^{3 \rightarrow 5} + 10 (P_{\text{ПРМ}}^{3 \rightarrow 5})^3 \tag{38}$$

С учетом (36) выражение (38) имеет вид:

$$P_{\text{ПРМК}}^{3 \rightarrow 5} = \left[\int_0^{\sqrt{2 \ln D - \frac{1}{2} \ln \left(\frac{P_{\text{ПРЧ}} T}{10 \times 3600} \right)}} (D-1) x \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \int_0^x y \exp\left(-\frac{y^2+2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}yh) dy dx + \right.$$

$$\begin{aligned}
& + \left(\int_0^{\sqrt{2 \ln D - \frac{1}{2} \ln \left(\frac{P_{ПЧ} T}{10 \times 3600} \right)}} x \exp\left(-\frac{x^2 + 2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}xh) dx \right) + \\
& + 10 \left(\int_0^{\sqrt{2 \ln D - \frac{1}{2} \ln \left(\frac{P_{ПЧ} T}{10 \times 3600} \right)}} (D-1) x \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \int_0^x y \exp\left(-\frac{y^2 + 2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}yh) dy dx \right) + \\
& + 30 \left(\int_0^{\sqrt{2 \ln D - \frac{1}{2} \ln \left(\frac{P_{ПЧ} T}{10 \times 3600} \right)}} (D-1) x \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \int_0^x y \exp\left(-\frac{y^2 + 2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}yh) dy dx \right)^2 \\
& \left(\int_0^{\sqrt{2 \ln D - \frac{1}{2} \ln \left(\frac{P_{ПЧ} T}{10 \times 3600} \right)}} x \exp\left(-\frac{x^2 + 2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}xh) dx \right) + \\
& + 30 \left(\int_0^{\sqrt{2 \ln D - \frac{1}{2} \ln \left(\frac{P_{ПЧ} T}{10 \times 3600} \right)}} (D-1) x \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \int_0^x y \exp\left(-\frac{y^2 + 2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}yh) dy dx \right) \\
& \left(\int_0^{\sqrt{2 \ln D - \frac{1}{2} \ln \left(\frac{P_{ПЧ} T}{10 \times 3600} \right)}} x \exp\left(-\frac{x^2 + 2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}xh) dx \right)^2 + \\
& + 10 \left(\int_0^{\sqrt{2 \ln D - \frac{1}{2} \ln \left(\frac{P_{ПЧ} T}{10 \times 3600} \right)}} x \exp\left(-\frac{x^2 + 2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}xh) dx \right)^3
\end{aligned} \tag{39}$$

При контрольной проверке по алгоритму наличия превышения порога в 5 из 5 интервалов T на длительности этапа контрольной проверки $5T$, вероятности пропуска ($P_{ПРКМ}^{5 \rightarrow 5}$), при совпадении приходящего сигнала и опорной копии, с учетом (13) можно представить в виде:

$$P_{ПРКМ}^{5 \rightarrow 5} = 1 - [1 - P_{ПРМ}^{5 \rightarrow 5}] \left[\sum_{i=5}^5 C_3^i (1 - P_{ПРМ}^{5 \rightarrow 5})^i (P_{ПРМ}^{5 \rightarrow 5})^{5-i} \right] = 6P_{ПРМ}^{5 \rightarrow 5} \tag{40}$$

С учетом (37) выражение (40) имеет вид:

$$\begin{aligned}
P_{ПРКМ}^{5 \rightarrow 5} = 6 & \left(\int_0^{\sqrt{2 \ln D - \frac{1}{3} \ln \left(\frac{P_{ПЧ} T}{3600} \right)}} (D-1) x \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \int_0^x y \exp\left(-\frac{y^2 + 2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}yh) dy dx \right) + \\
& + 6 \left(\int_0^{\sqrt{2 \ln D - \frac{1}{3} \ln \left(\frac{P_{ПЧ} T}{3600} \right)}} x \exp\left(-\frac{x^2 + 2h^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2}xh) dx \right)
\end{aligned}$$

Будем считать, что скорость передачи равна $\frac{1}{T}$. Для наглядности полученного результата по выражениям 39) и (41) проведены расчеты, которые представлены в таблице 1 и 2 и на рис. 2, 3 при различных значениях параметров.

Таблица 1.

	$P_{ЛГЧ} = 10^{-2}$ $T=0,001$ $D=1$	
$R_{\text{прмк}}=10^{-1}$	3-5	5-5
	$h^2=10$	$h^2=10$
$R_{\text{прмк}}=10^{-2}$	3-5	5-5
	$h^2=11,8$	$h^2=11,56$
$R_{\text{прмк}}=10^{-3}$	3-5	5-5
	$h^2=12,94$	$h^2=12,57$

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3;3-3;3-5;5-5 при $P_{ЛГЧ} = 10^{-2}$, $D = 1$ (одноканальный режим обнаружения), $T = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$ сек (при скорости передачи 1000 бит/сек).

Таблица 2.

	$P_{ЛГЧ} = 10^{-2}$ $T=0,001$ $D=10$	
$R_{\text{прмк}}=10^{-1}$	3-5	5-5
	$h^2=12,29$	$h^2=11,67$
$R_{\text{прмк}}=10^{-2}$	3-5	5-5
	$h^2=13,54$	$h^2=12,85$
$R_{\text{прмк}}=10^{-3}$	3-5	5-5
	$h^2=14,48$	$h^2=13,73$

Зависимость вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3;3-3;3-5;5-5 при $P_{ЛГЧ} = 10^{-2}$, $D = 10$ (многоканальный режим обнаружения), $T = \frac{1}{1000} = 10^{-3}$ сек (при скорости передачи 1000 бит/сек).

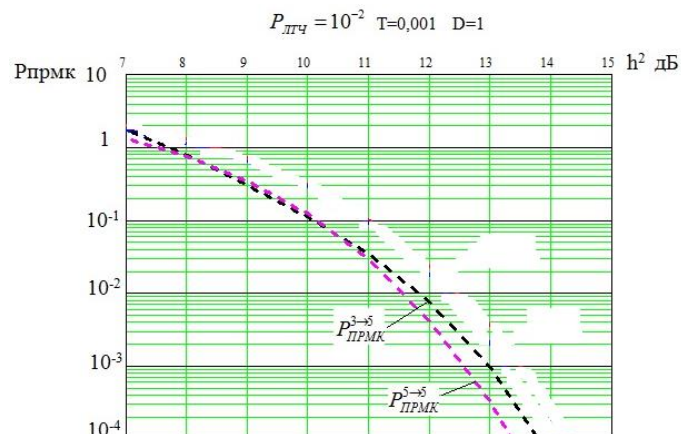


Рис. 2. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3; 3-3; 3-5; 5-5 при $P_{ЛГЧ} = 10^{-2}$, $D = 1$ (одноканальный режим обнаружения), и $T = \frac{1}{1000} = 0,001$ сек (при скорости передачи 1000 бит/сек)

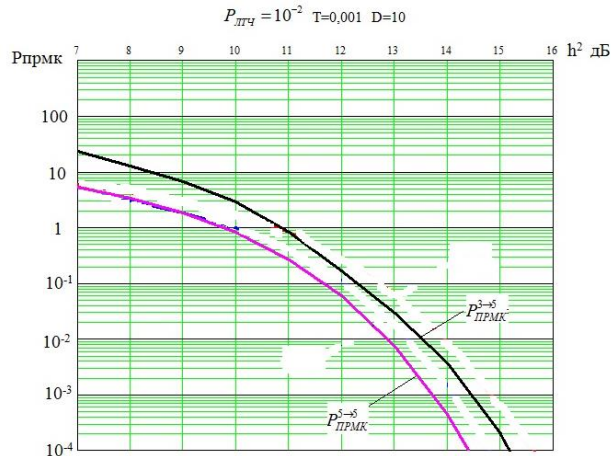


Рис. 3. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала с учетом алгоритма контрольных проверок 2-3; 3-3; 3-5; 5-5 при $P_{ПТЧ} = 10^{-2}$, $D = 10$ (многоканальный режим обнаружения), и $T = \frac{1}{1000} = 0,001 \text{сек}$ (при скорости передачи 1000 бит/сек)

При рассмотрении результатов расчета, представленных в таблицах 1 и 2 и на рис.2-3, видно: введение контрольных проверок по рассмотренным алгоритмам повышает помехоустойчивость обнаружения; в *многоканальном* режиме обнаружения выигрыш по помехоустойчивости: при алгоритме контрольной проверки 5-5 по отношению к алгоритму контрольной проверки 3-3 составляет 0,48- 0,38 дБ при скорости передачи информации 1000 бит/сек; при алгоритме контрольной проверки 3-5 по отношению к алгоритму контрольной проверки 2-3 составляет 0,57-0,29 дБ при скорости передачи информации 1000 бит/сек.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Многоканальный режим обнаружения при 10 каналах обеспечивает сокращение времени обнаружения в 10 раз, но при переходе с одноканального режима обнаружения к многоканальному режиму обнаружения, при мажоритарном алгоритме контрольных проверок, наблюдается ухудшению помехоустойчивости обнаружения на 1,73-0,87дБ. Следует отметить, что аналогичные результаты получены в работе [6], где проведен анализ многоканального устройства обнаружения с принятием решения в каждом канале, то есть по величине помехоустойчивости данные схемные решения обнаружителей эквивалентны.

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., Шестопапов 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.

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// Synchronization issues// M. "Radio and communication", 1993, 378 p.
3. Ed. Pestryakova V.B. Noise-like signals in information transmission systems. - M.: "Sov.Radio", 1973. 424s
4. Varakin L.E. Communication systems with noise-like signals. - M.: "Sov.Radio", 1985. 384s.
5. Borisov V.I., Zinchuk V.M., Limaerv A.E., Shestopalov V.I. Noise immunity of radio communication systems with direct modulation of a pseudo-random sequence./ Under. ed. V.I.Borisova. – M.: RadioSoft, 2011, -550 p.
6. Ventzel E. S., Ovcharov L.F. Probability theory .M., Nauka. 1973.

ОЦЕНКА УСТОЙЧИВОСТИ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ УКВ - ДИАПАЗОНА

А.Е. Стасюкевич¹, А. П. Кива¹, Е. Г. Баленко²

¹Филиал Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия» в г. Челябинске (филиал ВУНЦ ВВС «ВВА»), Челябинск, Россия

²Военная академия связи (ВАС), Санкт-Петербург, Россия

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

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

EVALUATION OF STABILITY OF VHF RADIO COMMUNICATION UKV - RANGE

A.E. Stasyukevich¹, A. P. Kiva¹, E. G. Balenko²

¹Branch of the Military Training and Scientific Center of the Air Force "Air Force Academy" in Chelyabinsk (branch of the VUNTS of the Air Force "VVA"), Chelyabinsk, Russia

²Military Academy of Communications (VAS), St. Petersburg, Russia

Abstract. The article discusses a method for assessing the stability of VHF radio communication equipment to high-power electromagnetic impulse effects, which allows for each identified undesirable event to identify both levels and components responsible for the health of radio communication equipment based on the logical-probabilistic method and move from the energy approach in assessing stability, to probabilistic.

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

1. ВВЕДЕНИЕ

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

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

демонстрационный характер, показывающий отсутствие явных конструктивных ошибок [1-3].

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

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

Вероятностный подход имеет следующую методику оценки устойчивости:

определение энергии ЭМИВБМ в точке воздействия;

построение модели энергетического воздействия ЭМИВБМ на СРС;

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

оценка вероятности потери работоспособности СРС при ЭМИВБМ.

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

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

$$\Pi_{\max}(r) = \frac{P_{\text{и}} \cdot D_1 \cdot p}{4\pi \cdot r^2} \cdot F \cdot t_{\text{и}}, \quad (1)$$

где: $P_{\text{и}}$ – мощность излучения; D_1 – КНД передающей антенны; p – коэффициент согласования; F – множитель ослабления; r – расстояние от точки излучения до объекта воздействия; $t_{\text{и}}$ – длительность импульса.

Мощность ЭМИВБМ $P_{\text{и}}$ определяется согласно выражения:

$$P_{\text{и}}(t) = P \frac{1}{t_{\text{и}}} \int_0^{t_{\text{и}}} |S(t)|^2 dt, \quad (2)$$

где: P – мощность источника излучения; $S(t)$ – временная характеристика ЭМИВБМ; $t_{\text{и}}$ – длительность импульса [4-7].

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

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

где: R – модуль коэффициента отражения; θ – угол потери фазы при отражении; h_1 и h_2 – высота подъема передающей и приемной точки, Δr – разность хода лучей ($\Delta r = 2h_1 h_2 / r$).

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

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

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

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

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

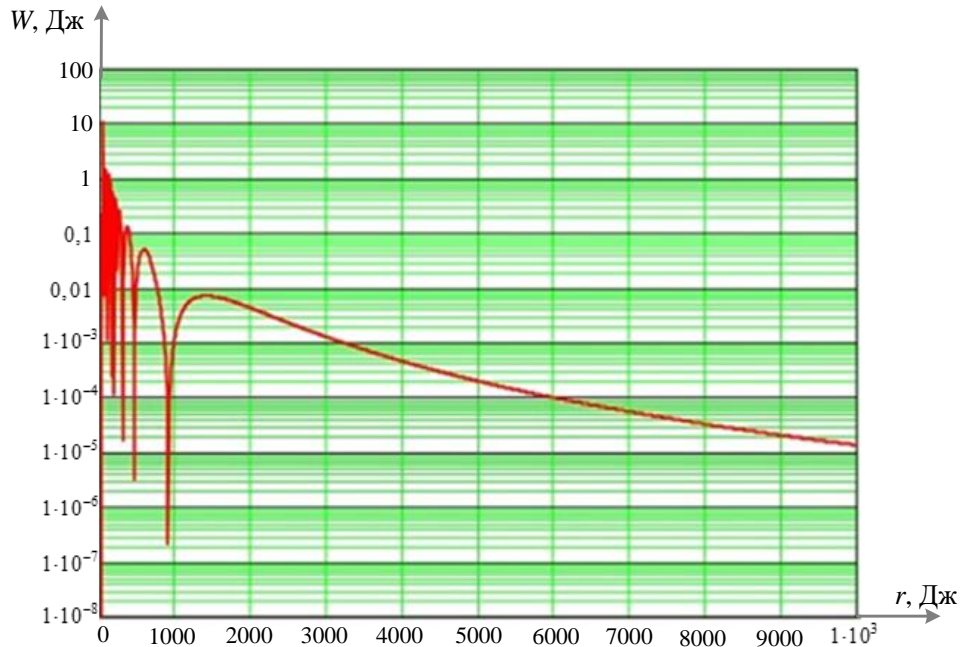


Рис. 1. Зависимость энергии ЭМИВБМ от расстояния.

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

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

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

При декомпозиции необходимо использовать многоуровневый подход, заключающийся в следующем:

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

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

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

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

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

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

где: Y_i – обобщенный отклик в i -м опыте; Π – произведение частных откликов $y_{1i}, y_{2i}, \dots, y_{ni}$.

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

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

возможность учитывать неисправности общего случая, вызванные одиночной электромагнитной помехой;

возможность учитывать изменяющиеся во времени события и неисправности;

при анализе дерева неисправностей может быть применены вероятностные методы.

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

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

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

возможность применять при любых распределениях вероятности потери работоспособности.

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

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

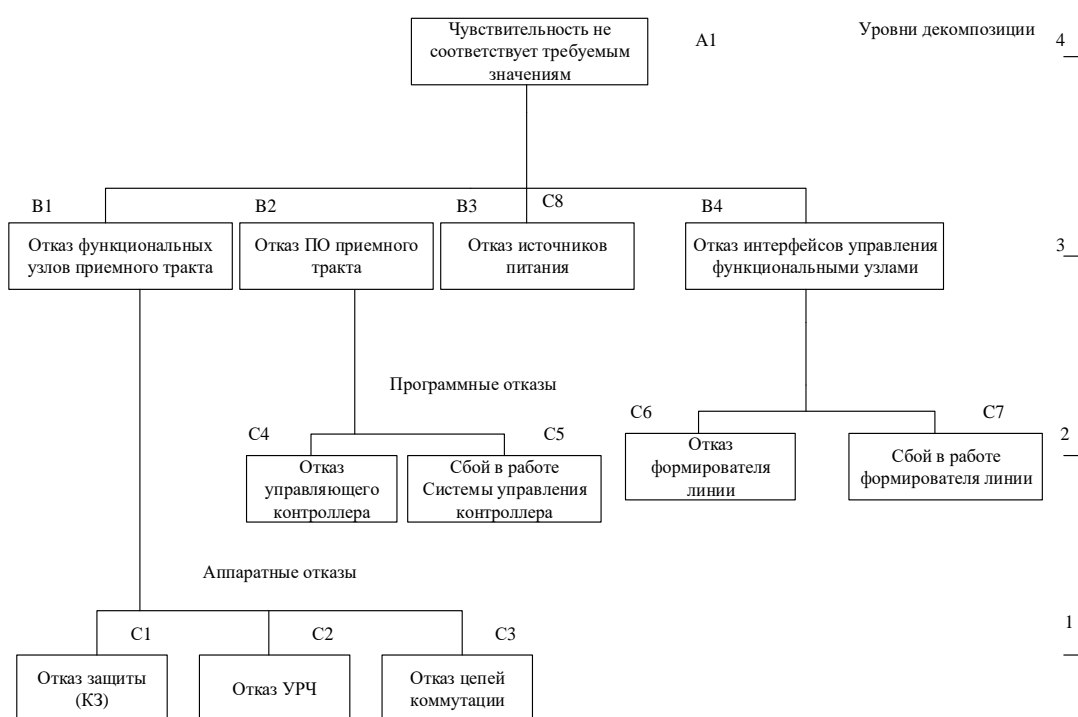


Рис. 2. Дерево неисправностей СРС при ухудшении чувствительности.

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

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

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

$$P_{\text{п.р.}}(n) = 1 - (1 - P_{\text{п.р.}})^n \quad (5)$$

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

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

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

Таблица 1. Результаты расчета вероятности работоспособности

k	Частная функция уязвимости	Вероятности потери работоспособности элементов $P_{\text{п.р.}} = 0,125$								Значения функции уязвимости, от количества воздействий, n		
		i								n		
		1	2	3	4	5	6	7	8	1	2	3
1	B1	C1	C2	C3	-	-	-	-	-	0,33		
2	B2	-	-	-	C4	C5	-	-	-	0,234		
3	B3	-	-	-	-	-	-	-	C8	0,125		
4	B4	-	-	-	-	-	C6	C7	-	0,234		
5	B1∧B2	C1	C2	C3	C4	C5	-	-	-	0,487		
6	B1∧B3	C1	C2	C3	-	-	-	-	C8	0,414		
7	B1∧B4	C1	C2	C3	-	-	C6	C7	-	0,487		
8	B2∧B3	-	-	-	C4	C5	-	-	C8	0,330		
9	B2∧B4	-	-	-	C4	C5	C6	C7	-	0,413		
10	B3∧B4	-	-	-	-	-	C6	C7	C8	0,330		
11	B1∧B2∧B3	C1	C2	C3	C4	C5	-	-	C8	0,551		
12	B1∧B2∧B4	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7		0,607		
13	B1∧B3∧B4	C1	C2	C3	-	-	C6	C7	C8	0,551		
14	B2∧B3∧B4	-	-	-	C4	C5	C6	C7	C8	0,487		
15	B1∧B2∧B3 ∧B4	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	0,657	0,88 0	0,99 8

Анализ результатов таблицы 1 и рис. 1 показывает:

- зона поражения СРС при ЭМИВБМ определяется наиболее критическим узлами проникновения, в том числе и сбоями программного обеспечения;
- поражение СРС ЭМИВБМ на уровне критической энергии защитных цепей 10^{-3} Дж возможно на расстояниях до 3 км с вероятностью 0,657 при однократном воздействии и с вероятностью 0,88 при двукратном воздействии. При осуществлении большего числа воздействий вероятность потери работоспособности стремится к 1;

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

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

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

ЛИТЕРАТУРА

1. Максимов М.В., М. Бобнев М.П., Кривицкий Б.Х. Защита от радиопомех. Москва: Советское радио, 1976. 495 с.
2. Радзивский В.Г. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии. Москва: Радиотехника, 2006. 424 с.
3. Добыкин В.Д. Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем. Москва: Вузовская книга, 2007, 468 с.
4. Гапоненко Н.И., Горбань А.М., Горожанин Д.В. Формирование интенсивных электромагнитных импульсов, излучаемых при прямом возбуждении изолированной штыревой антенны короткоимпульсным сильноточным РЭП // Физика плазмы. 2000. Т.26. № 4. С. 1-3.
5. Азаркевич Е.И. Генерация импульсного СВЧ излучения с помощью энергии химических взрывчатых веществ // Доклады Академии наук СССР. 1991. Т. 319. № 2. С. 352-355.
6. Багрецов С.А., Лаута О.С., Михаил И.И., Иванов Д.А. Методика обоснования рационального количества резервных каналов связи в информационно-телекоммуникационной сети // Электросвязь. 2020. № 8. С. 31-38.
7. Иванов Д.А., Мамай А.В., Спицын О.Л., Карасев И.В. Подход к обоснованию структуры воздействия таргетированной кибернетической атаки на информационно-телекоммуникационную сеть // Информационные технологии и системы: управление, экономика, транспорт, право. 2019. № 2 (34). С. 107-110.
8. Гудков М.А., Лаута О.С., Иванов Д.А., Соловьев Д.В. Применение методов искусственного интеллекта в задачах обеспечения информационной безопасности // Современные информационные технологии. 2018. С. 162.
9. Коцыняк М.А., Лаута О.С., Иванов Д.А., Лукина О.М. Методика оценки эффективности защиты информационно-телекоммуникационной сети в условиях таргетированных кибернетических атак // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму 2018. № 11-12 (125-126) С. 71-79.

REFERENCES

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

4. Gaponenko N.I., Gorban A.M., Gorozhanin D.V. Formation of intense electromagnetic pulses emitted during direct excitation of an isolated pin antenna by a short-pulse high-current RAP // Plasma Physics. 2000. Vol.26. No. 4. pp. 1-3.
5. Azarkevich E.I. Generation of pulsed microwave radiation using the energy of chemical explosives // Reports of the Academy of Sciences of the USSR. 1991. Vol. 319. No. 2. pp. 352-355.
6. Bagretsov S.A., Lauta O.S., Mikhail I.I., Ivanov D.A. Methodology for substantiating the rational number of backup communication channels in information and communication technologytelecommunications network // Telecommunication. 2020. No. 8. pp. 31-38.
7. Ivanov D.A., Mamai A.V., Spitsyn O.L., Karasev I.V. An approach to substantiating the structure of the impact of a targeted cybernetic attack on an information and telecommunications network // Information technologies and systems: management, economics, transport, law. 2019. No. 2 (34). pp. 107-110.
8. Gudkov M.A., Lauta O.S., Ivanov D.A., Solovyov D.V. Application of artificial intelligence methods in information security tasks // Modern information technologies. 2018. p. 162.
9. Kotsynyak M.A., Lauta O.S., Ivanov D.A., Lukina O.M. Methodology for evaluating the effectiveness of information and telecommunication network protection in conditions of targeted cyber attacks // Questions of defense technology. Series 16: Technical means of countering Terrorism 2018. No. 11-12 (125-126) pp. 71-79.

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ SDR ДЛЯ ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ АТАК НА БЕСПРОВОДНЫЕ СЕТИ

Н. С. Хрущев¹, И. А. Омельченко¹, С. Н. Горбунов¹, И. С. Гришин¹, В. А. Наумчик¹

¹Межвидовой центр подготовки и боевого применения (учебный и испытательный) (МЦП и БП), Тамбов, Россия

Аннотация. Беспроводная связь является единственным способом установить соединение на больших расстояниях, однако у него есть много слабых мест: помехи, ограничения спектра, полоса пропускания и т.д. Но основным недостатком являются уязвимости безопасности. Чтобы прояснить эту идею и выделить несколько проблем безопасности, в данной статье рассматриваются несколько сценариев беспроводных атак с использованием недорогого оборудования HackRF One.

Ключевые слова: SDR, атака, GPS.

USE OF SDR TECHNOLOGY TO IMPLEMENT ATTACKS ON WIRELESS NETWORKS

N. S. Khrushchev¹, I. A. Omelchenko¹, S. N. Gorbunov¹, I. S. Grishin¹, V. A. Naumchik¹

¹Interspecific center for training and combat use (training and testing) (MTsP and BP), Tambov, Russia

Abstract. Wireless communication is the only way to establish a connection over long distances, but it has many weak points: interference, spectrum limitations, bandwidth, etc. But the main downside is the security vulnerabilities. To clarify this idea and highlight a few security issues, this article explores several wireless attack scenarios using low-cost HackRF One hardware.

Keywords: SDR, attack, GPS.

1. ВВЕДЕНИЕ

Программно-определяемая радиосистема (от англ. Software Definition Radio – SDR) – это радиопередатчик и/или радиоприемник, использующий технологию, позволяющую с помощью программного обеспечения устанавливать или изменять рабочие радиочастотные параметры [1]. Потенциальный злоумышленник может использовать многие виды беспроводной связи из-за низкой стоимости устройств SDR [2]. Метки радиочастотной идентификации (RFID) и глобальные системы позиционирования (ГЛОНАСС, GPS и т.д.) – все это примеры технологий, подверженные атакам. Злоумышленники могут перехватывать радиосигналы между меткой и считывателем RFID и анализировать их. С внедрением технологии SDR стало возможным использовать универсальное аппаратное обеспечение и программное обеспечение для демодуляции для подавления и осуществления атак.

В данной статье рассматриваются наиболее распространенные атаки с использованием устройства HackRF One. Это периферийное устройство SDR, которое может передавать и принимать радиосигналы на частотах от 1 МГц до 6 ГГц. HackRF One – это открытая аппаратная платформа которая может быть использована как периферийное USB-устройство или же запрограммировано на автономную работу.

2. РЕТРАНСЛЯЦИОННАЯ АТАКА НА ОСНОВЕ SDR

Ретрансляционная атака – это атака, при которой передача данных между двумя сторонами перехватывается и повторяется с манипуляцией или без нее, независимо от осведомленности двух сторон. Простая атака может состоять из двух фаз: перехват и запись управляющего сигнала, а затем его воспроизведение, используя передатчик HackRF.

а. Захват управляющего сигнала

Мы можем проанализировать перехваченные сигналы, используя анализатор спектра. В нашем примере мы обнаружили, что система передачи использует 27,15 МГц в качестве несущей частоты. Программное обеспечение GNURadio позволяет перехватывать сигнал и сохранять его в формате wave. Мы идентифицировали и сохранили 4 управляющих сигнала пульта дистанционного управления. Присвоим названия этим сигналам: «Вверх», «Вниз», «Влево» и «Вправо».

б. Передача управляющего сигнала

В GNURadio необходимо создать блок-схему для воспроизведения сигнала (рисунок 1). Блок выбора и блок «QT GUI Range» позволяют осуществлять переход между командами. Блок «Throttle» предназначен для регулирования скорости таким образом, чтобы средняя скорость не превышала требуемую скорость передачи. Блок «Osmocom Sink» воспроизводит сигнал через HackRF. Настроив соответствующую мощность передачи и другие параметры (несущая частота, полоса пропускания и т.д.), нам удалось перезаписать команду пульта дистанционного управления и заменить ее сигналами, генерируемыми программным обеспечением GNURadio и передаваемыми с использованием платформы HackRF. Такой сценарий можно применять для управления широким спектром беспилотных летательных аппаратов и устройств с дистанционным управлением.

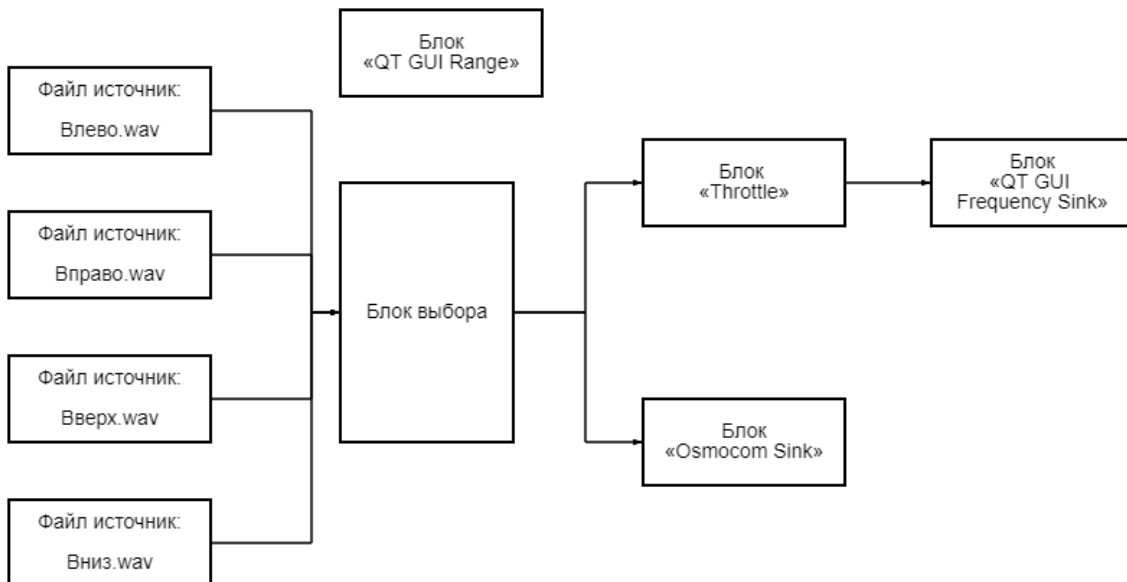


Рис. 1. Блок-схема GNURadio для воспроизведения сигналов

в. Усовершенствованная ретрансляционная атака на основе SDR

Описанную ранее ретрансляционную атаку возможно реализовать на дистанционное управление автомобилем, однако это будет работать только со старыми экземплярами, которые не имеют защиты со скользящим кодом.

Основная идея усовершенствованных сценариев атаки состоит в том, чтобы заглушить сигнал с помощью SDR, получить второй скользящий код после двух нажатий клавиш, а затем воспроизвести первый скользящий код. После данных манипуляций злоумышленник имеет доступ ко второму неиспользованному скользящему коду, который может быть использован в любое время.

3. ГЛУШЕНИЕ И ПОДМЕНА КООРДИНАТ GPS

а. Немного о GPS

Глобальная система позиционирования (GPS) стала повсеместной в большинстве современных видов деятельности, от синхронизации сетевого времени до определения местоположения. Изначально GPS была создана как военная система. Однако из-за его широкого использования он подвержен глушению и спуфингу, которые теперь доступны любому, у кого есть SDR. Основываясь на данных, полученных от нескольких спутников GPS, GPS-приемник оценивает свое собственное пространственное положение. Каждый спутник имеет точную запись своего положения и времени, которую он отправляет на приемник [2].

б. Глушение GPS

Преднамеренные помехи GPS определяются в [3] как выделение радиоволн достаточной мощности, чтобы помешать приемникам в целевой области отслеживать сигналы GPS. Мы создали нашу платформу, чтобы на практике проверить способность SDR создавать помехи GPS. HackRF One использовался для отправки сигнала, разработанного в GNURadio, чтобы заглушить сигнал GPS. В качестве источника был выбран «источник шума» гауссовского типа с частотой дискретизации 2 МГц. Частота передачи была установлена на уровне 1,57542 ГГц, что соответствует частоте GPS L1. Средняя спектральная плотность мощности составляет приблизительно -50 дБВт/Гц.



Рис. 2. Результат подавления сигнала GPS

Используя специальное приложение, мы проверяем местоположение целевого устройства по GPS. Рисунок 2 иллюстрирует ситуацию, в которой приложение не смогло получить исходный сигнал GPS, в результате чего приложение стало неспособным сообщать о местоположении устройства.

в. Подмена GPS

В то время как для глушения требуется только излучение помехового сигнала, который легко идентифицировать, спуфинг более сложен, поскольку он отправляет ошибочные данные пользователю, ожидающему получить легитимные данные [4]. Оборудование, необходимое для подмены сигнала GPS, включает в себя компьютер, способный создавать поддельный сигнал, подключенный к HackRF. Для связи с HackRF в этой ситуации используется утилита HackRF Transfer. Классическая атака с подменой GPS состоит из двух этапов: создание двоичного файла и трансляция поддельного сигнала GPS с использованием ранее созданного двоичного файла.

GPS-SDR-SIM – это проект с открытым исходным кодом для создания основного сигнала GPS, двоичного файла передачи, который соответствует предполагаемому поддельному местоположению. GPS-SDR-SIM принимает файл эфемерид BRDC и желаемое местоположение в качестве входных данных. Затем он создает двоичный файл, который можно воспроизвести на платформе SDR для эмуляции поддельных сигналов GPS. Для передачи сигнала используется HackRF Transfer с gpssim.bin в качестве файла входных данных, несущей частотой 1575,42 МГц и частотой дискретизации 2,6 МГц (рис. 4). Когда HackRF начал передачу, «Яндекс Карты» изменили положение, указав на поддельное местоположение.

```
C:\Users\aaaaaaaaaaaa\gps>gps-sdr-sim -b 8 -e brdc3650.21n -l 34.259830901474174,36.17639745112209,100
sing static location mode.
start time = 2021/12/31,00:00:00 (2190:432000)
uration = 300.0 [sec]
0 15.0 73.1 20576926.4 1.5
6 232.0 30.0 23043362.1 2.6
8 83.3 22.3 23428055.8 3.1
1 293.2 12.3 24575986.6 3.9
3 42.4 39.3 22058692.7 2.2
6 200.5 11.0 24754879.2 4.0
7 302.1 69.2 20511479.2 1.6
2 157.4 37.4 22289011.3 2.3
time into run = 300.0
one!
rocess time = 92.7 [sec]
```

Рис. 3. Генерируемый сигнал основной полосы частот GPS

```
C:\Program Files\PothosSDR\bin>hackrf_transfer -t gpssim.bin -f 1575420000 -s 2600000 -a 1 -x 0
call hackrf_set_sample_rate(2600000 Hz/2.600 MHz)
call hackrf_set_hw_sync_mode(0)
call hackrf_set_freq(1575420000 Hz/1575.420 MHz)
call hackrf_set_amp_enable(1)
Stop with Ctrl-C
5.2 MiB / 1.010 sec = 5.2 MiB/second, amplitude -inf dBfs
5.2 MiB / 1.007 sec = 5.2 MiB/second, amplitude -inf dBfs
```

Рис. 4. Передача поддельного сигнала GPS

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Беспроводные сети имеют ряд уязвимостей. Данные сигналы можно перехватывать, подменять и глушить с помощью недорогих устройств. В этой статье рассматриваются различные сценарии атак, которые можно осуществить с помощью недорогого оборудования. SDR идеально подходит для различных атак и взломов в различных областях, таких как бесключевой доступ, системы GPS и RFID.

ЛИТЕРАТУРА

1. Алиев Т. И. Сети ЭВМ и телекоммуникации. СПб.: СПбГУ ИТМО, 2011. – 400 с.
2. Бойко Б.П., Тюрин В.А. Спектр сигнала. Казань: Казанский федеральный университет, 2014. - 38 с.
3. Пронин К. Проектирование, оптимизация и моделирование SDR. // Электронные компоненты, 2012, № 2. - С. 49-53.
4. Гасанов О. Принципы построения радиоприемников с цифровой обработкой сигнала. // Электронные компоненты, 2010. № 12. - С. 63-65.

REFERENCES

1. Aliyev, T. I. Computer networks and telecommunications. St. Petersburg: SPbGU ITMO, 2011. - 400 p.
2. Boyko, B.P., Turin V.A. Signal spectrum. Kazan: Kazan Federal University, 2014. - 38 p.
3. Pronin, K. Design, optimization and modeling of SDR. // Electronic components, 2012, No. 2. - Pp. 49-53.
4. Gasanov, O. Principles of constructing radio receivers with digital signal processing. // Electronic components, 2010. No. 12. - Pp. 63-65.

РАЗРАБОТКА ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ОБЕСПЕЧЕНИЮ КРИПТОГРАФИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ КАНАЛА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ БПЛА

А. А. Ромашов¹, С. П. Андикаев¹, Д. А. Кошелев¹

¹Краснодарское высшее военное училище (КВВУ), Краснодар, Россия

Аннотация. Целью данной статьи является описание возможности применения навесного оборудования для обеспечения криптографической защиты канала управления беспилотного летательного аппарата (далее – БПЛА), а также теоретическое обоснование применения описанного шифра в статье. Продемонстрировать возможность крепления на исследуемые дроны. Актуальность статьи определена задачей повышения эффективности применения своих БПЛА за счет обеспечения безопасности. В результате выявлены возможности применения навесного оборудования на современных БПЛА различных классов.

Ключевые слова: БПЛА; навесное оборудование; шифр; криптографическая защита.

DEVELOPMENT OF A PROPOSAL TO PROVIDE CRYPTOGRAPHIC PROTECTION OF THE UAV RADIO CONTROL CHANNEL

A. A. Romashov¹, S. P. Andikaev¹, D. A. Koshelev¹

¹ Krasnodar Higher Military School (KHMS), Krasnodar, Russia

Abstract. The purpose of this article is to describe the possibility of using attachments to provide cryptographic protection of the control channel of an unmanned aerial vehicle (hereinafter – UAV), as well as a theoretical justification for the use of the cipher described in the article. Demonstrate the possibility of mounting on the studied drones. The relevance of the article is determined by the task of increasing the effectiveness of the use of their UAVs by ensuring safety. As a result, the possibilities of using attachments on modern UAVs of various classes have been identified.

Keywords: UAV; attachments; cipher; cryptographic protection.

1. ВВЕДЕНИЕ

Рынок БПЛА достаточно разнообразен по своему ассортименту, ценам и доступности. Сейчас собрать многофункциональный беспилотный летательный аппарат можно уже домашних условиях. В военных организациях уже давно разработаны дорогостоящие летательные аппараты, но даже они не защищены на 100% от возможности перехвата канала управления или считывания информации с беспилотного летательного аппарата со стороны противника. В это же время достаточно распространено явление, когда именно дешёвые беспилотные летательные аппараты используются для ответственных задач, таких как наблюдение за местностью, поражение целей и др. Иногда готовые БПЛА могут быть запрещены для продажи, но при этом отдельные детали представлены в широком ассортименте на рынке, где их может купить любой человек и самостоятельно собрать или модифицировать требуемый беспилотный летательный аппарат.

Модельный ряд доступных БПЛА велик, начиная с малых, у которых радиус действия не превышает и 1 километра и заканчивая боевыми ударными беспилотными летательными аппаратами, которые способны нести мощные комплексы обнаружения и

вооружение, а радиус их действия достигает 500 километров и более (например, современный БПЛА “Охотник”). Однако в большинстве случаев оператор не имеет возможности изменять программу микроконтроллера (МК), которая осуществляет управление БПЛА, поэтому решение проблемы защиты управленческой информации только программным путём усложняется закрытостью кода. Разработка требует аппаратно-программной реализации, которая будет обеспечивать возможность присоединения к аппаратуре БПЛА, не влияя на её стандартный порядок функционирования (так называемое “навесное” оборудование).

Кроме того, крайне важными техническими характеристиками БПЛА, определяющими его область применения и функциональные возможности, являются максимальная масса полезной (целевой) нагрузки БПЛА, максимальная дальность полета и максимальная продолжительность полета. Поскольку питание бортового оборудования БПЛА возможно осуществлять только от собственного встроенного источника питания, имеющего ограниченный энергоресурс, то все функционирующие на борту БПЛА системы должны отличаться экономичностью, т.е. минимально возможным энергопотреблением.

В связи с описанными ранее ограничениями программно-аппаратные средства защиты информации, циркулирующей в канале управления, от потенциальных внешних воздействий противника должны обладать небольшими массогабаритными характеристиками и низкой ресурсоемкостью для эффективного сопряжения с имеющейся бортовой частью БПЛА. Шифрование сигналов управления БПЛА также не должно привести к избыточному усложнению процесса обмена данными в реальном масштабе времени, ухудшать оперативность передачи команд и информационных потоков. Следовательно, комплексы защиты каналов связи БПЛА должны иметь минимальные вес и размеры и иметь минимально возможные требования к необходимым вычислительным и энергетическим ресурсам с целью минимизации отрицательного влияния на эффективность БПЛА.

2. СПОСОБЫ НЕСАНКЦИОНИРОВАННОГО ВМЕШАТЕЛЬСТВА В РАБОТУ БПЛА

На данный момент существует три основных вида угроз для БПЛА при которых нарушается целостность или функциональные возможности беспилотника:

применение средств ПВО или осуществление механическое воздействия с целью поражения БПЛА как физического объекта;

использование различных средств радиоэлектронной борьбы, в том числе устройств радиоэлектронного подавления, которые перекрывают каналы управления и радиосвязи путем генерации мощного заградительного сигнала;

реализация возможностей по осуществлению перехвата управления или подмены передаваемых/принимаемых пакетов сообщений (данных).

Рассмотрим более детально третий вид угроз. Известны случаи, когда БПЛА удавалось посадить путём подмены изначального сигнала оператора на другой. При этом подменой пакетов данных в канале связи командно-телеметрической информации возможно не просто сменить маршрут БПЛА, но и изменить его задачи с целью нанесения ущерба своим подразделениям или объектам. Это возможно при помощи использования более мощного источника управляющего сигнала. В связи с вышесказанным задача защиты командно-телеметрической информации является актуальной задачей.

Особенностью решения задачи осуществления идентификация и аутентификация сигналов управления БПЛА с помощью криптографических шифров является сложность

реализации, которая определяется техническими ресурсами и функциональными возможностями самих БПЛА.

В данный момент существуют множество образцов продукции компаний, которые специализируются на различных модулях БПЛА (трансиверы, автопилоты, корпуса и тд.). Эти модули приспособлены для осуществления обмена данными между собой, с помощью использования стандартных протоколов обмена данными. Например, один из самых известных и простых способов передачи данных реализуется с помощью универсального асинхронного приёмопередатчика (УАПП, англ. Universal Asynchronous Receiver/Transmitter, UART).

Передача данных в УАПП осуществляется по одному биту в равные отрезки времени. Этот временной промежуток определяется установленной в УАПП скоростью и для каждого определённого соединения указывается в битах за секунду.

Обычно УАПП, который используется в БПЛА, состоит из двух каналов передачи данных: передающего (ПД) и принимающего (ПР), а также проводов «питание» (+5V) и «земля» (ЗЕ), все другие провода являются вспомогательными (рис.1).



Рис. 1. Внешний вид разъема УАПП.

Земля1-> Земля2. Один УАПП подключается к аппаратуре дрона, другой к трансиверу. Трансивер — устройство для передачи и приёма сигнала между двумя физически разными средствами систем связи, иными словами модуль приема и передачи открытой информации или пакетов данных. Модуль шифрования реализован на микроконтроллере (МКБ для дрона и МКЗ для земли). Вся командно-телеметрическая информация перед отправкой в трансивер проходит через шифратор.

Поэтому перед отправкой в эфир любых данных шифратор будет их предварительно шифровать в автоматическом режиме. Соответственно, при приёме данных модуль также автоматически осуществляет их расшифровывание.

3. ОПИСАНИЕ АЛГОРИТМА ШИФРОВАНИЯ

Ядро алгоритма - поточный шифратор, который состоит из генератора гаммы.

Криптографические примитивы генерируют псевдослучайные последовательности битов k_i , которая объединяется с открытым текстом m_i с помощью суммы по модулю два. Так формируется шифрограмма c_i :

Расшифровка происходит с помощью регенерации ключевого потока k_i и суммирования с шифрограммой c_i по модулю два. Вследствие свойств суммирования по модулю два, на выходе мы получаем изначальный незашифрованный текст m_i :

Инициализация шифра состоит из двух частей:

1. Инициализация ключей;
2. Генерация псевдослучайного слова.

Механизм синхронизации и инициализации шифраторов Земля – БПЛА – Земля.

Поскольку за синхронизацию передачи данных в радиоканале «Земля – БПЛА – Земля» отвечают трансиверы на земле и на борту, то остается задача синхронизировать ключи в шифраторах. Каждая пара шифраторов (земля и борт) содержит в себе

одинаковые стартовые статичные уникальные ключи для этой пары шифраторов. Также каждый сеанс связи передаётся случайный сеансовый ключ. Шифратор после получения сеансового ключа с помощью алгоритма формирования ключей, который имеет входным параметром стартовый статический ключ, формирует вектор инициализации (ключ), который уже непосредственно влияет на генератор гаммы.

Таким образом, каждая пара шифраторов содержит уникальный статичный ключ, который устанавливается производителем шифратора. А все сеансовые ключи генерируются ПО пользователя и отсылаются радиоканалом. Такой подход позволяет шифровать данные по-разному для разных пар шифраторов.

На случай разных помех, шифратором периодически отправляется по радиоканалу сигнал-метка. Если в канале связи произошли потери или изменения (что-то помешало трансиверам верно передать или принять сигнал и как следствие произошла десинхронизация формирования гамм в шифраторах), то шифраторы запускают механизмы синхронизации для установки одинаковых ключей шифрования для формирования одинаковых гамм.

Для обычных условий использования БПЛА достаточно механизма синхронизации данных между трансиверами. Периодическая проверка синхронности формирования одинаковых гамм в шифраторах - подстраховка на всякий случай, если беспилотник будет использовать в неблагоприятных условиях.

Были проведены исследования, которые выявили, что если не использовать шифратор, то всегда одной и той же команде будут соответствовать одни и те же пересылаемые данные (как было написано выше, это даёт возможность перехватить управление беспилотником).

4. ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ НАВЕСНОГО ОБОРУДОВАНИЯ НА БПЛА

а. Возможности применения навесного оборудования на БПЛА малого класса

В первую очередь необходимо определить, какие БПЛА возможно эффективно защищать с помощью рассматриваемого аппаратно-программного средства. С этой целью анализируются основные технические и массогабаритные характеристики основных современных БПЛА, применяемых Вооруженными силами Российской Федерации. Для обеспечения объективности проводимого анализа предлагается рассматривать БПЛА по группам на основе массогабаритных и технических характеристик на примерах наиболее показательных образцов каждого типа БПЛА.

Рассмотрение малогабаритных БПЛА предложено осуществить на основе летательного аппарата однократного применения «Ланцет». Рассмотрим факторы, наличие которых делает применение методов криптографической защиты его канала радиоуправления неэффективным. Во-первых, это сама концепция применения данного БПЛА, согласно которой он применяется в качестве относительно дешевого, массового и одноразового доставщика встроенных средств поражения. Поскольку данная концепция предполагает массовое (роевое) применение БПЛА, то необходимость предотвращения перехвата нейтрализуется возможностью нанесения поражения с помощью иного, состоящего в группе БПЛА.

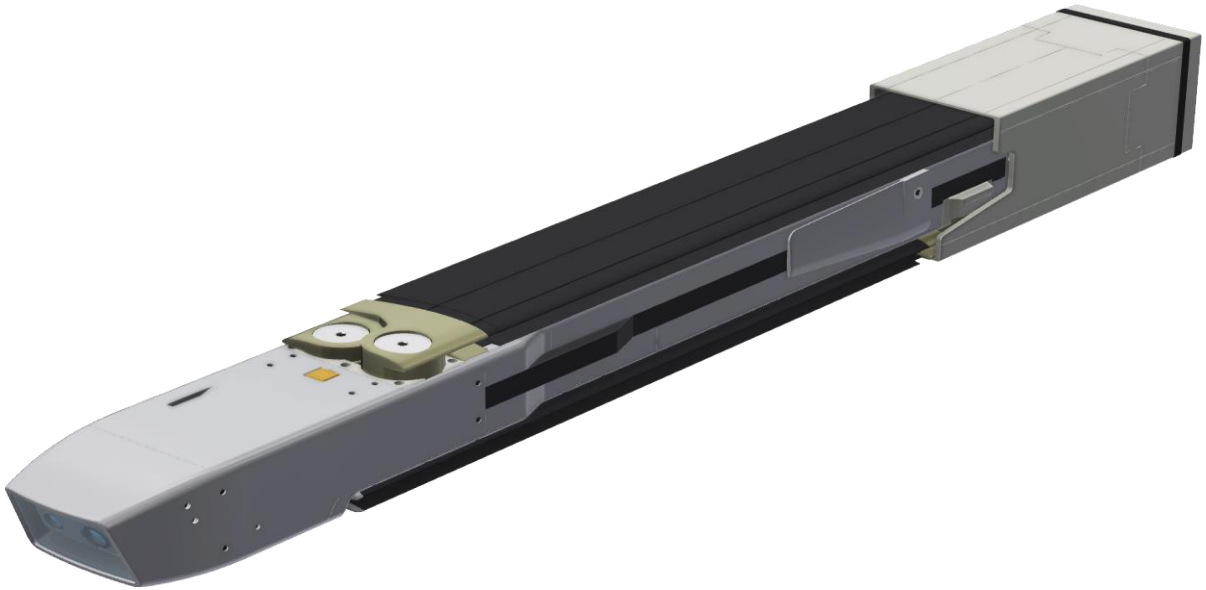


Рис. 2. Летательный аппарат однократного применения (ЛАОП). Сложенное состояние.

Во-вторых, в большинстве случаев БПЛА, имеющие похожую совокупность характеристик не содержат в своем составе элементов, необходимых потенциальному противнику в целостном виде (такие как блоки памяти, аппаратуры разведки, связи и т.п.), поэтому для него гораздо эффективнее осуществить радиоэлектронное подавление БПЛА с целью предотвращения возможности применения его по назначению.

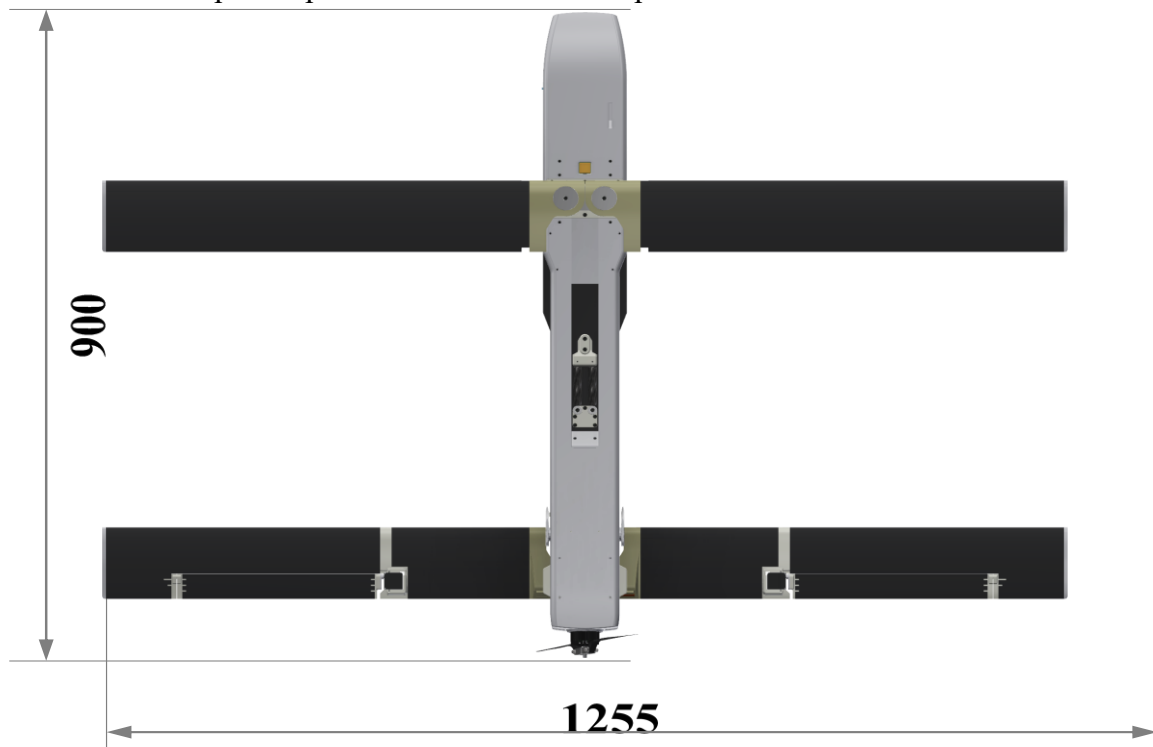


Рис. 3. Летательный аппарат однократного применения (ЛАОП). Разложенное состояние.

Крайней, но не менее важной причиной неэффективности применения интегрируемого аппаратно-программного модуля – это крайне плотная компоновка бортового оборудования в подобных БПЛА, связанная с тем, что изначальная

конструкция не предполагает возможности установки дополнительного (навесного) оборудования.

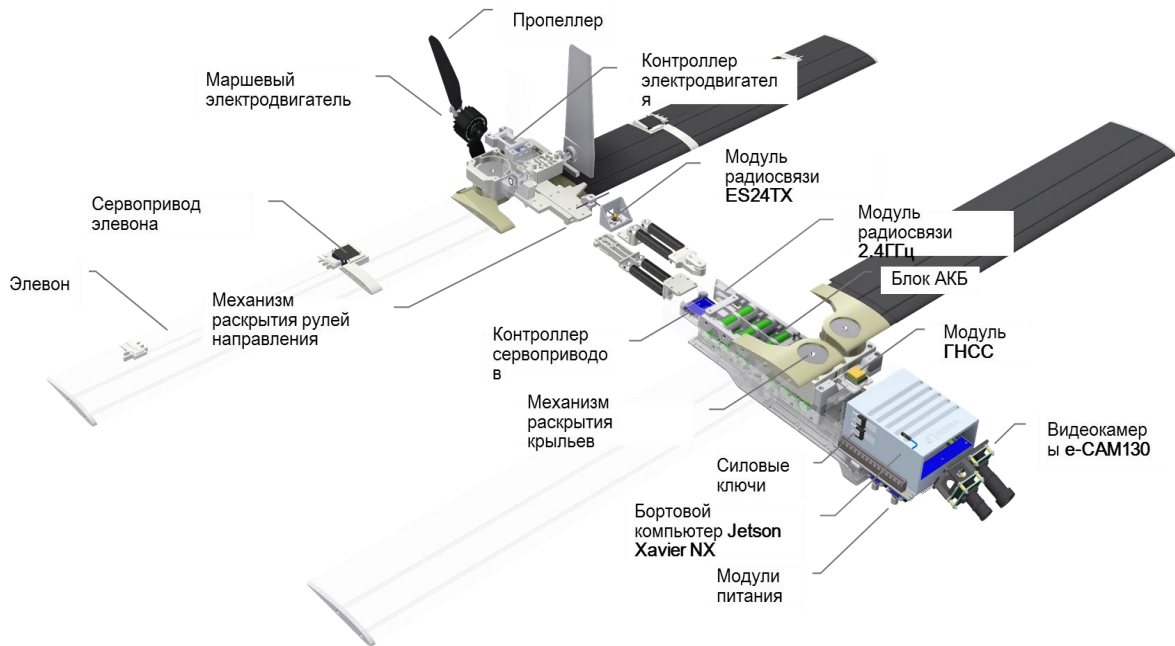


Рис. 4. Летательный аппарат однократного применения (ЛАОП). Схема общего устройства.

б. Возможности применения навесного оборудования на БПЛА среднего класса

Далее проанализируем технические возможности БПЛА класса MRE (среднего класса), способных длительное время находиться в воздухе и обладающих большим эффективным радиусом действия. В Вооруженных силах Российской Федерации наиболее наглядным представителем данного класса является БПЛА «Орлан – 10».

«Орлан-10» — российский многофункциональный беспилотный летательный аппарат, предназначенный для ведения наблюдения за протяжёнными и локальными объектами в труднодоступной местности, в том числе при проведении поисковых и ремонтных работ. Входит в состав единой системы управления тактическим звеном ЕСУ ТЗ, благодаря чему может в масштабе реального времени транслировать требуемую информацию о цели для поражения всеми видами вооружений (САУ, танки, БМП, вооружение и военная техника ПВО), подключенными к ЕСУ ТЗ.

БПЛА имеет довольно большую дальность и продолжительность полёта: до 600 км и до 16 часов. Это позволяет БПЛА вести разведку на большой дальности и патрулировать районы в течение длительного времени. Однако возможность долговременного применения создает непосредственную угрозу БПЛА в виде возможности перехвата управления летательным аппаратом или перекрытия канала радиоуправления силами РЭП. Однако, если деструктивное воздействие РЭП возможно преодолеть посредством применения метода псевдослучайной перестройки рабочей частоты, то для сохранения управления над БПЛА актуально решение задачи интегрирования аппаратно-программного блока криптографической защиты КРУ.

При решении задачи интеграции в систему дополнительного оборудования важно учитывать, что полезная нагрузка БПЛА ограничена 5 кг, из-за чего БПЛА имеет множество разных комплектаций под разный вид разведывательной аппаратуры и

может нести широкий спектр специализированной полезной нагрузки, что позволяет выполнять ему различные задачи и использоваться в сочетании с другими системами, например, другими БПЛА. При этом, независимо от реализованного аппаратного комплекта, «Орлан-10» сохраняет за собой возможность внедрения дополнительного модуля криптографической защиты управленческой информации, передаваемой по КРУ.

Поскольку особенностью «Орлан-10» является способность обеспечения плотной интеграции с системами САУ «Мста-СМ», то решение поставленной задачи требуется и для предотвращения нарушения циркуляции сигналов (команд) целеуказания во время их передачи через незащищённый канал управления БПЛА и исключения поражения заведомо ложных целей и обнаружения расчетов САУ.

Не менее важно учитывать, что в состав комплекса обычно входит 3-4 БПЛА «Орлан-10», которые устанавливают связь и осуществляют передачу управленческой информации не только с передвижным наземным пунктом дистанционного управления, но и между собой. Особенно важно это при наличии в группе БПЛА-ретранслятора, перехват которого ставит под удар остальные БПЛА.

Несмотря на то, что в системе БПЛА поддерживается полностью автономный режим полёта без оператора в режиме «радиомолчания», обеспечение непрерывного управления БПЛА является требованием, необходимым для обеспечения возможности оперативного реагирования в условиях постоянно меняющихся условий ведения боевых действий.

При необходимости программирование автономного режима БПЛА производится прямо в воздухе по радиоканалу.

Поскольку данный тип БПЛА является важной частью единой системы управления тактического звена, то утрата данного средства приведет к ограничению оперативности действий подразделения. Таким образом в ходе применения БПЛА класса MRE (среднего класса) сильно возрастают актуальность и необходимость осуществления криптографической защиты КРУ с целью сведения к минимуму возможности противника по поражению или перехвату БПЛА средствами РЭБ и РЭБ.

в. Возможности применения навесного оборудования на БПЛА тяжелого класса

В заключение проанализируем технические возможности БПЛА тяжелого класса, которые способны находиться в воздухе наиболее длительное время и обладают наибольшими эффективным радиусом действия и массой целевой (полезной) нагрузки. В Вооруженных силах Российской Федерации одним из наиболее наглядных и распространенных представителей данного класса является БПЛА «Орион» («Иноходец») и его различные модификации.

«Орион» — российский беспилотный летательный аппарат (БПЛА) средневысотный большой продолжительности полёта. В соответствии со своими характеристиками относится к классу MALE (тяжелые БПЛА 5 и 6 категорий).

БПЛА данной серии имеют среднюю массу, при этом обладают значительными показателями продолжительности и высоты полёта, и грузоподъёмности. Бортовое оборудование предназначено для оптико-электронной, радиолокационной или радиотехнической разведки с возможностью осуществления патрулирования в заданном районе в течение длительного времени.

Отличие характеристик различных модификаций БПЛА обусловлено необходимостью решения различных задач с использованием единой конструкционно-

технической базы, а также экономическими соображениями. Экспортный вариант БПЛА называется «Орион-Э». Серия вариантов БПЛА для ВС России получил наименование «Иноходец».

«Иноходец» представляет собой беспилотный авиационный комплекс, включающий наземную станцию управления и несколько летательных аппаратов. Основным элементом комплекса является собственно БПЛА «Иноходец». Это первый отечественный серийный беспилотник класса MALE, а также один из первых аппаратов с высоким уровнем возможностей по осуществлению огневого поражения, следовательно – это первый БПЛА ВС РФ, в отношении которого крайне необходимо осуществление мероприятий по всесторонней защите летательного аппарата, в том числе и его КРУ. «Иноходец» предназначен для осуществления разведки, обнаружения наземных объектов и наблюдения за ними, а также для нанесения ударов с применением обычного и высокоточного оружия. В состав такого комплекса уже включено несколько типов авиационных средств поражения, таких как управляемые авиационные бомбы, фугасные авиационные бомбы и управляемые ракеты, адаптированных к использованию на беспилотных средствах доставки.

Полезная нагрузка устанавливается либо внутри фюзеляжа, либо выходя частично за пределы планера, прикрывается съёмными обтекателями. При этом в качестве полезной нагрузки «Иноходец» может нести оптико-электронные станции разных типов с дневным, ночным и дальномерным каналами. ОЭС используются как для разведки, так и для обеспечения применения вооружений.

Варианты полезной нагрузки:

- цифровая аэрофотосистема высокого разрешения;
- компактная многофункциональная радиолокационная система;
- аппаратура радиотехнической разведки;
- оптико-электронная система.

Управление беспилотником осуществляется с наземной станции в контейнерном исполнении. Она имеет несколько автоматизированных рабочих мест операторов, средства связи и обработки данных и т.д. По известным данным, одна станция может одновременно обслуживать несколько БПЛА.

На основе рассмотренных характеристик БПЛА и основанных на них особенностях применения формируется вывод о необходимости решения задачи обеспечения всесторонней защищенности БПЛА, важное место в которой занимает защита КРУ. При этом наибольшая эффективность выполнения будет достигнута при использовании на всей серии «Иноходцев» универсальных аппаратно-программных модулей криптографической защиты КРУ, так как это способствует стандартизации и облегчению технического сопровождения летательного аппарата.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрены основные виды угроз для эффективного функционирования БПЛА. Предложена криптографическая защита командно-телеметрической информации. Описан принцип передачи данных между наземной или бортовой аппаратурой и трансивером с помощью УАПП. Показан вероятный способ осуществления несанкционированного доступа к каналу радиоуправления БПЛА и перспективный способ защиты от него с помощью предложенного аппаратно-программного модуля. Приведены возможности по реализации «навесной» защиты, которая прошла лабораторные испытания, что подтверждено соответствующим актом,

на основных БПЛА ВС РФ. Полученные результаты позволяют повысить эффективность систем защиты БПЛА и создают фундамент для дальнейших исследований касательно разработки новых эффективных систем защиты информации, циркулирующей в КРУ, с использованием средств «навесной» защиты, которая не вносит изменений в работу БПЛА.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шнайер Б. А. Прикладная криптография. // СПб.: БХВ-Петербург, 2009. - С. 610.
2. Смарт Н. В. Криптография. М.: Техносфера, 2005. - 528 с.
3. Панасенко С. А. Алгоритмы шифрования. // СПб.: БХВ-Петербург, 2009. - С. 579.

REFERENCES

1. Schneier B. A. applied cryptography. // St. Petersburg. BHV-Petersburg publ., 2009, p.610.
2. Smart N. V. Cryptography. Moscow: Technosphere publ., 2005, 528 p. (in Russian).
3. Panasenko S. A. encryption algorithms. // St. Petersburg. BHV-Petersburg publ., 2009, p.579.

СЛОЖНОСТИ ИДЕНТИФИКАЦИИ И ПРОГНОЗИРОВАНИЯ СМЕРЧЕЙ НА ПРИМЕРЕ ТЕРРИТОРИИ РЕСПУБЛИКИ БЕЛАРУСЬ

М. В. Хайбуллов¹, О.Н. Топтунова¹, Л.И. Коломеец^{2,3}, С.А. Глибчук², Д.С. Старых^{2,4}

¹Российский государственный гидрометеорологический университет (РГГМУ), Санкт-Петербург, Россия

²ООО «Институт радарной метеорологии» (ИРАМ), Воейково, Россия

³Санкт-Петербургский государственный университет (СПбГУ), Санкт-Петербург, Россия

⁴Главная геофизическая обсерватория им. А. И. Воейково (ГГО), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В статье представлены возможные предикторы для прогноза смерчей на территории Белоруссии, а также изложены сложности для их идентификации с применением радиолокационных данных.

Ключевые слова: прогноз смерчей, идентификация смерчей, шквал, град.

DIFFICULTIES OF TORNADO IDENTIFICATION AND FORECASTING BASED ON THE EXAMPLE OF BELARUS TERRITORY

M.V. Khaibullov¹, O.N. Toptunova¹, L. I. Kolomeets^{2,3}, S. A. Glibchuk², D.S.Starykh^{2,4}

¹Russian State Hydrometeorological University, St. Petersburg, Russia

²Institute of Radar Meteorology (IRAM), Voeykovo, Russia

³St. Petersburg State University, St. Petersburg, Russia

⁴The Voeikov main Geophysical Observatory. A. I., St. Petersburg, Russia

Abstract. Possible predictors for forecasting tornadoes on the example of Belarus territory have been presented in the article. The paper also reveal difficulties of their detection using radar data.

Keywords: tornado forecast, tornado identification, squall, hail.

1. ВВЕДЕНИЕ

Смерч – сильный вихрь, образующийся под хорошо развитым кучево-дождевым облаком и распространяющийся в виде темного облачного столба или воронки по направлению к поверхности земли или моря [1]. Смерч характеризуется вертикальной или несколько изогнутой осью и диаметром в несколько десятков метров [2,3,4]. Стоит отметить, что кроме вертикального вихря (воронки), имеется и горизонтальная часть – вихревое образование, вращающееся вокруг оси и вытянутое параллельно земле [2,3,4]. Если воронка смерча хорошо наблюдается визуально, то горизонтальная часть обычно скрыта в темной массе грозового облака [2,3,4].

Движение воздуха в смерче направлено по спирали вверх и его скорость может достигать 100 – 200 м/с. Длина пути смерча обычно составляет 15 – 30 км, а время существования – от нескольких минут до получаса, скорость перемещения может достигать 40-60 км/ч [2].

Прогнозирование смерчей является одной из актуальнейших и сложных задач синоптической практики. Это явление связано с развитием бурной конвективной деятельности и зачастую сопровождается комплексом других опасных явлений погоды, таких как шквалистый ветер, сильные грозы, обильные ливневые осадки, выпадение

крупного града [5]. Благоприятные условия формирования смерчей обычно наблюдаются в тёплое полугодие при значительной атмосферной неустойчивости на активных фронтальных волнах и, чаще всего, в синоптических ситуациях, связанных с выходами южных циклонов – в тёплых секторах вблизи точки окклюзии или перед прохождением холодных фронтов.

В настоящее время число случаев возникновения опасных погодных явлений, связанных с конвекцией, в частности смерчей, увеличивается, а их прогнозирование представляет определённые сложности [6]. Дело в том, что все конвективные явления мезомасштабны, а смерчи относятся к локальным или даже микромасштабным явлениям. Диаметр смерча составляет от десятков и сотен метров до нескольких километров. Для современных прогностических гидродинамических моделей атмосферы эти процессы чаще всего приобретают подсеточный масштаб. Кроме того, большая часть территории по-прежнему не освещена метеорологическими радиолокаторами. Явление отличается своей внезапностью и разрушительностью, а описанные проблемы существенно осложняют наукастинг. Кроме того, даже при наличии оперативной радиолокационной информации, возникают некоторые сложности точной идентификации смерчей, связанных с их временным и пространственным разрешением.

2. ПРОБЛЕМЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ

В целях повышения качества идентификации и прогнозирования смерчей выполнен разбор случая для 20-21 июня 2022 года в районе Бобруйска (Могилёвская область, Республика Беларусь). Здесь был отмечен смерч, подтвержденный фотоматериалами.

Для анализа выбранного случая смерча использовались следующие исходные данные:

- Комплексная радиолокационная информация системы «Метеор-Метеоячейка», (ООО «Институт радарной метеорологии» (ИРАМ));
- Комплект высотных карт абсолютной топографии, предоставленных ФГБУ «Северо-Западное управление по гидрометеорологии и мониторингу окружающей среды» (ФГБУ «Северо-Западное УГМС»);
- Фотоматериалы получены от команды инициативных «охотников за грозами» (англоязычный аналог – «stormchaser») из нескольких регионов России (С-Петербурга, Москвы, Екатеринбурга и Ростова-на-Дону).

Конвективные штормы на территории Беларуси начали активно формироваться под вечер. Первая группа суперячеек на территории рассматриваемого района «взрывным» образом оформилась после 18 UTC и примерно через час была перехвачена инициативной командой штормчейзеров на автодороге М5 «Минск-Бобруйск-Гомель» возле Турковской Слободы. На рисунке 1 приводятся данные радиолокационной отражаемости, за срок ближайший к перехвату суперячейки, где чёрным флажком в качестве ориентира обозначено примерное место непосредственных наблюдений (описание панели управления приводится в [4,7]).



Рис. 1. Радиолокационная отражаемость за срок 19:10 UTC (20 июня, 2022 год).

Далее, на рисунке 2, приводится небольшой фотоотчёт, где указан участок местности, на котором были сделаны фотографии.

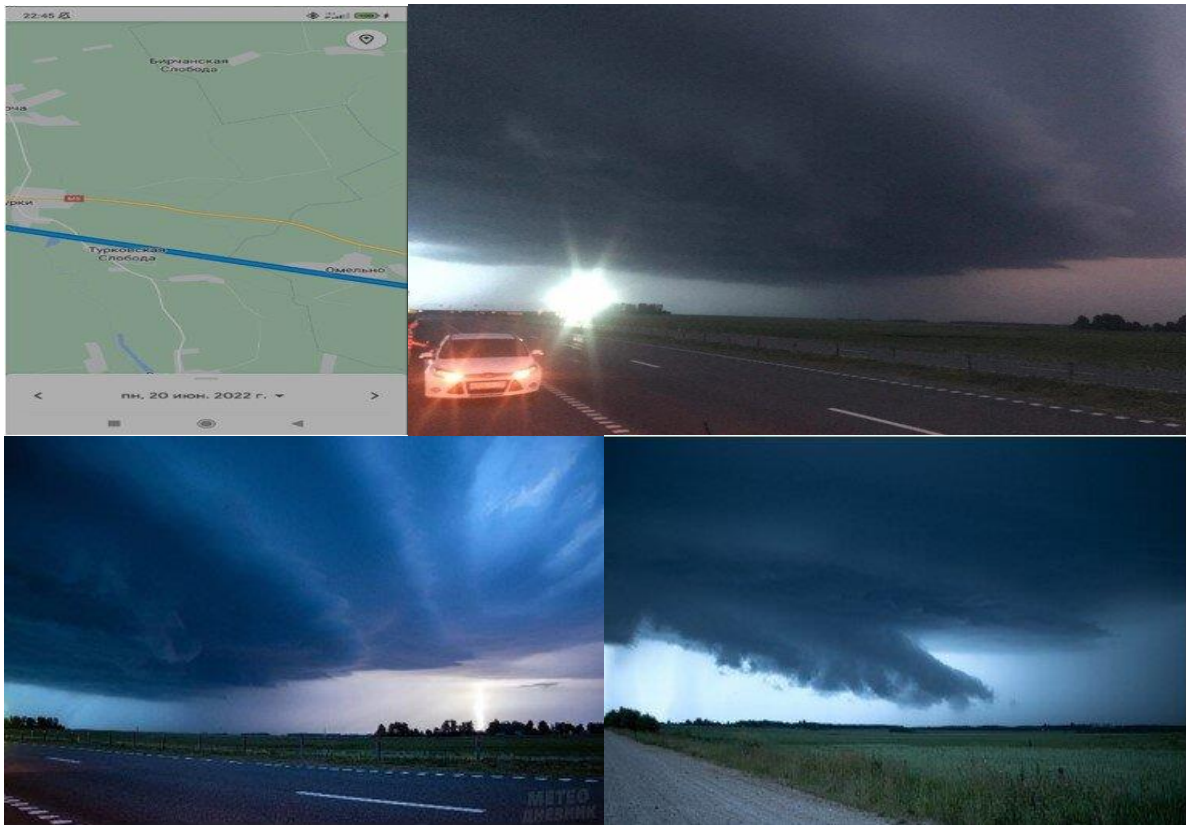


Рис. 2. Фотографии окрестностей Турковской Слободы (19:15 UTC, 20 июня, 2022 год).

Вышеприведённый фотоотчёт демонстрирует все признаки суперячейкового грозового облака: характерная «облако-стена» в основании с восходящим потоком и дугообразная структура всей видимой части ячейки.

Засветка наиболее высокой отражаемости на локаторе была зафиксирована в 21:30 UTC. На рисунке 3 она указана чёрной стрелкой, а примерная зона перехвата суперячейки на автодороге Р93 «Бобруйск-Могилёв» - чёрным флажком. Под

основанием данной ячейки визуально и был замечен смерч, этот момент, как и зона наблюдений, зафиксированы на рисунке 4.

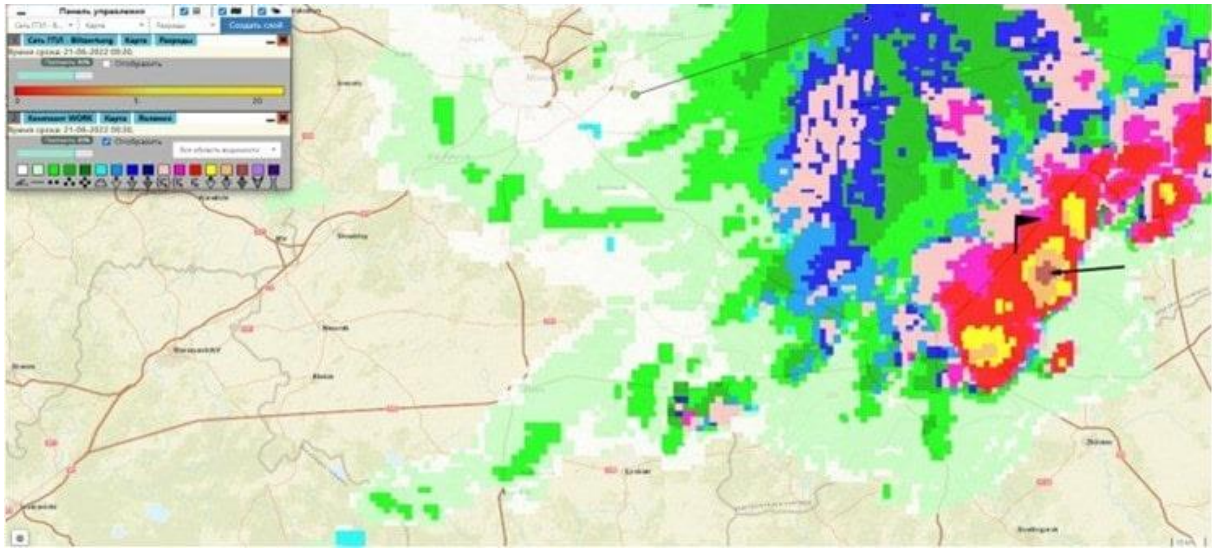


Рис. 3. Радиолокационная отражаемость (21:30 UTC, 20 июня, 2022 год).

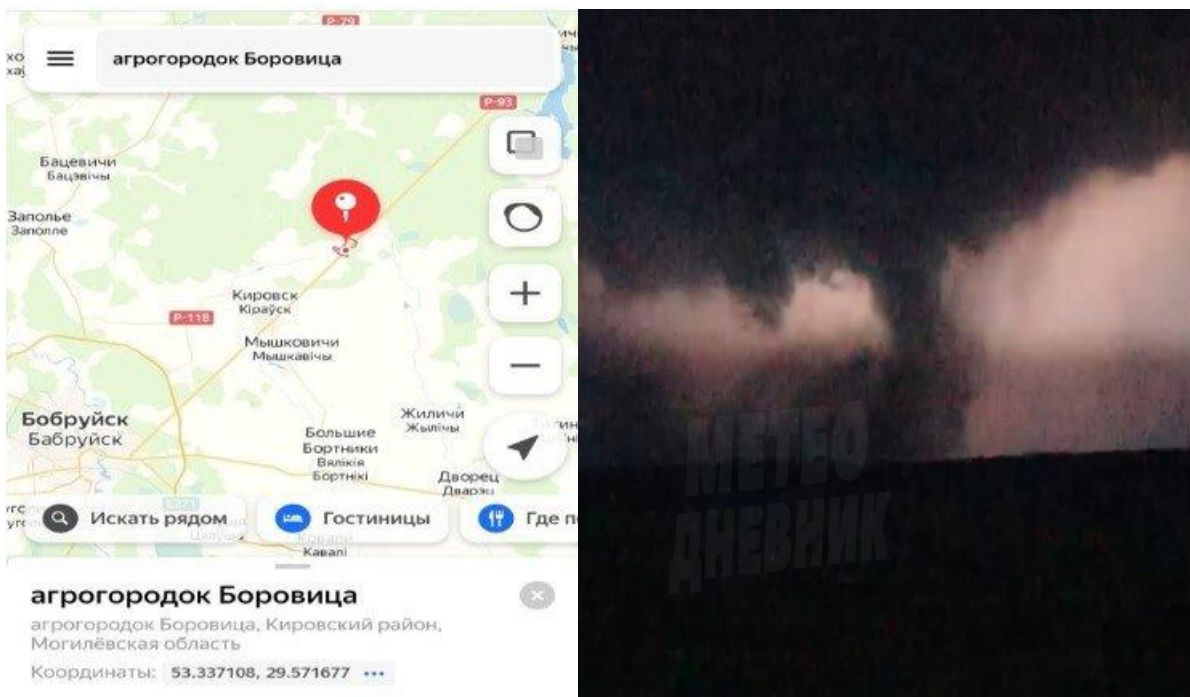


Рис. 4. Район перехвата смерченесущей суперячейки (слева) и непосредственно фото самого смерча (справа) (22:10 UTC, 20 июня, 2022 год).

Радиолокатору ни в один из сроков смерч идентифицировать не получилось, когда как на самом деле он был.

Более детальная радиолокационная информация по смерченесущей ячейке приводится на рисунках 5-7:

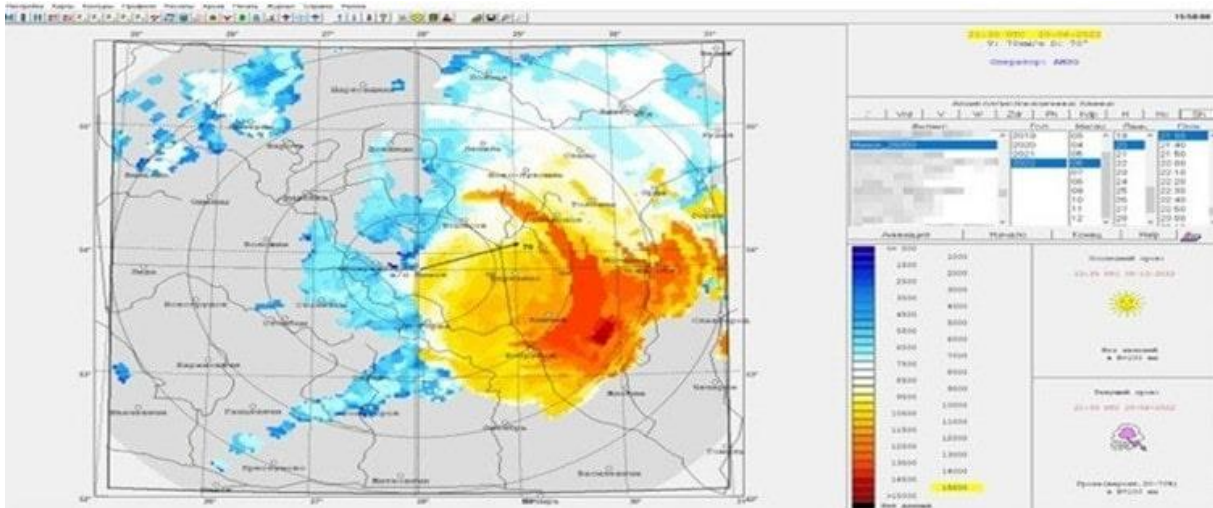


Рис.5. Верхняя граница радиозоха (21:30 UTC, 20 июня, 2022 год).

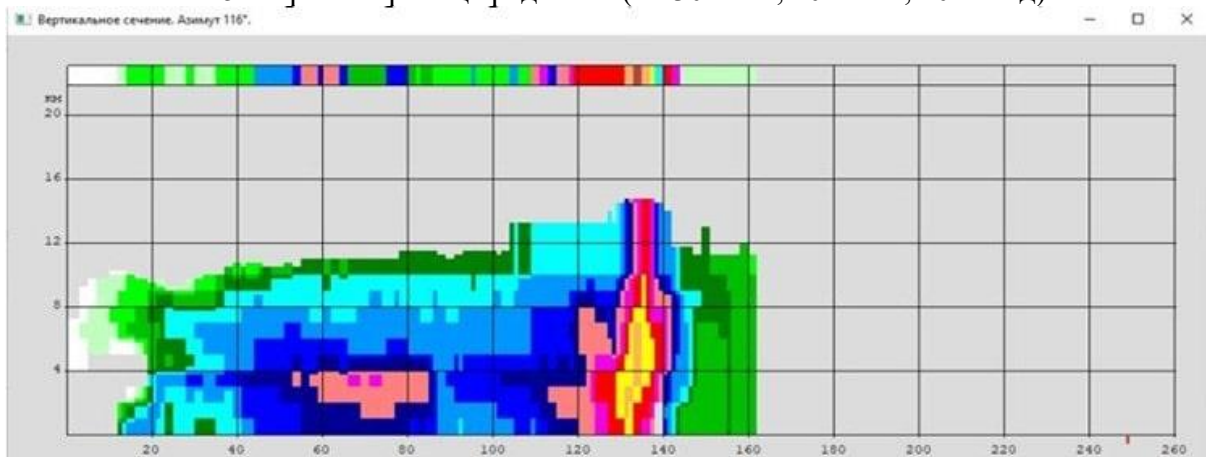


Рис. 6. Вертикальное сечение (21:30 UTC, 20 июня, 2022 год).

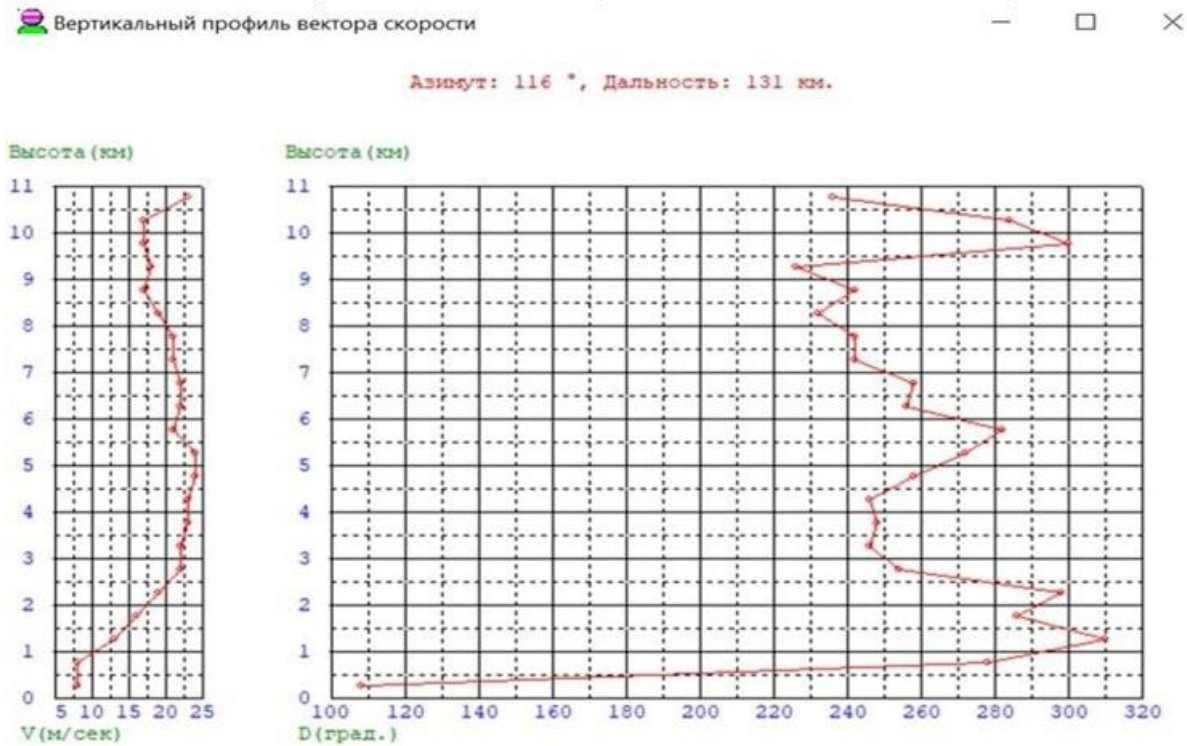


Рис. 7. Вертикальный профиль вектора скорости и направления ветра (21:30 UTC, 20 июня, 2022 год).

3. СИНОПТИЧЕСКИЕ УСЛОВИЯ ПОЯВЛЕНИЯ СМЕРЧА

Из анализа приведённого материала можно выделить следующее:

1. По рисунку 5 видно, что купол суперячейки распространился выше тропопаузы - до 15 км. Скорость перемещения грозовых облаков составляла 70 км/ч.

2. Вертикальное сечение на рисунке 6 показывает сравнительно узкий максимум отражаемости во внутренней части ячейки: в пределах уровня 2-7 км.

3. Вертикальный профиль вектора скорости на рисунке 7 указывает на то, что наиболее мощные скорости ветра (около 25 м/с) отмечались на уровне 2.5-5.0 км. Это свидетельствует о низкоуровневом струйном течении – как об одном из важных условий для формирования глубокой конвекции. Также замечен существенный сдвиг ветра в слое до 3 км, что характерно для суперячеек. Существенный сдвиг ветра прослеживается как по скорости, так и направлению.

На спутниковых изображениях (рисунок 8) [8] хорошо различимы локализованные суперячейки (выделено в красный квадрат) и тот мощный мезоциклон в составе мезомасштабного конвективного комплекса, который привел к возникновению смерча северо-восточнее Бобруйска близ Боровицы. Массивный купол кучево-дождевого облака существенно пробивает тропопаузу (указано красной стрелкой). Изображения с использованием видимого диапазона представлены за 18 UTC.

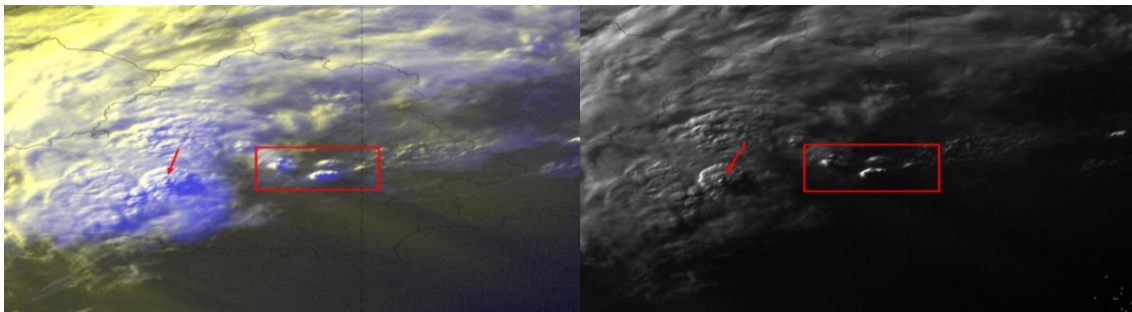


Рис. 8. Данные SEVIRI: цветосинтезированное RGB изображение (основан на комбинации видимого и IR10.8 каналов) (слева) и видимый диапазон высокого разрешения (HRV) (справа) за 18UTC 20 июня 2022 года.

Левая часть рисунка 9 представляет собой цветосинтезированное изображение в естественных цветах, его правая часть – это же изображение, но в канале водяного пара [8]. Важно отметить исключительно кристаллическую структуру куполов кучево-дождевых облаков, что также свидетельствует об их мощном вертикальном развитии [9]. Ледяные облака здесь подкрашены бирюзовым, а водяные серым. Яркий белый цвет на снимке из рисунка 9, правая панель, свидетельствует о высоком влагосодержании в верхней тропосфере, что благоприятно для стимуляции конвекции.

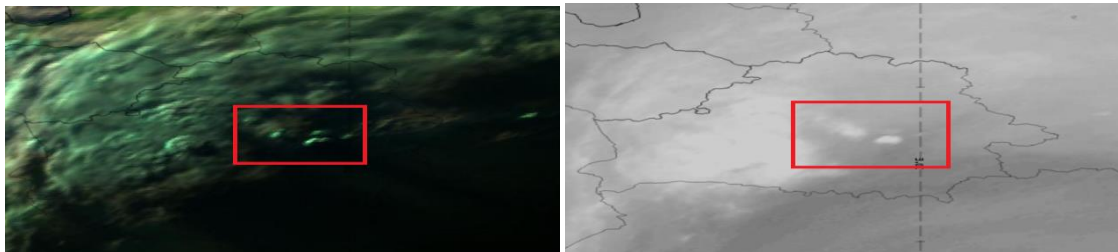


Рис. 9. Цветосинтезированное изображение в естественных цветах (слева) и в канале водяного пара (справа) за 18 UTC 20 июня 2022 года.

На рисунке 10 представлена приземная синоптическая карта за 00 UTC21 июня 2022 года [10]. На представленной карте видно, что чуть севернее исследуемого района расположилась ось полярного фронта с волнами.

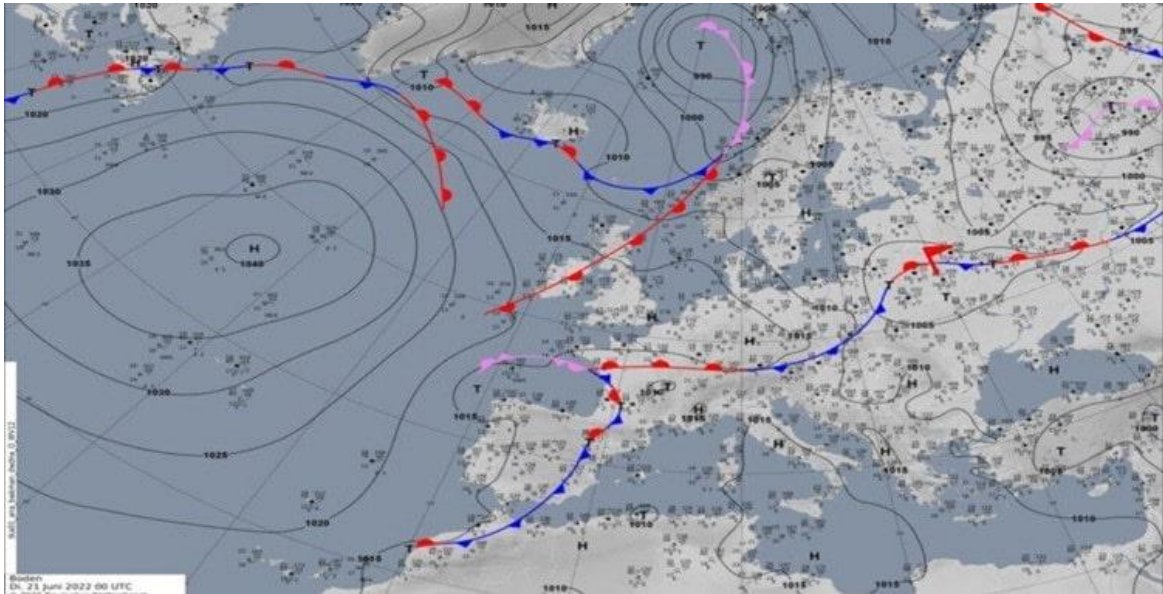


Рис. 10. Приземная синоптическая карта за 00 UTC21 июня 2022 года (на срок, ближайший к событию).

Из рисунка 11[8] видно, что в зоне формирования конвективных штормов располагается зона с параметрами неустойчивости – с положительным CAPE (оранжевая зона) и отрицательным Showalter (фиолетовая зона) индексами (левая панель) и высоким влагосодержанием (правая панель).

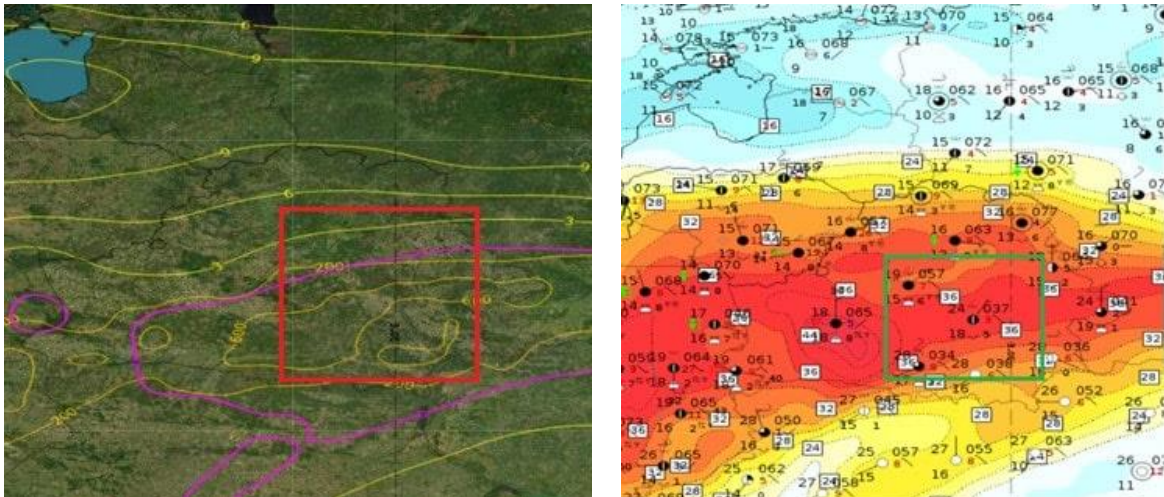


Рис. 11. Параметры атмосферной неустойчивости (слева) и общее содержание воды в атмосфере, в $\text{кг}\cdot\text{м}^{-2}$ (водяной пар + облачная вода + лёд) (справа) за 21 UTC 20 июня 2022 года.

Термобарические карты поверхности 850 гПа, приводимые на рисунке 12 и 13[10], визуализируют вынос массы тропического воздуха с территории северо-западной

Африки транзитом через Средиземноморье и его последующее контрастирование со сравнительно прохладным Скандинавским у оси ложбины.

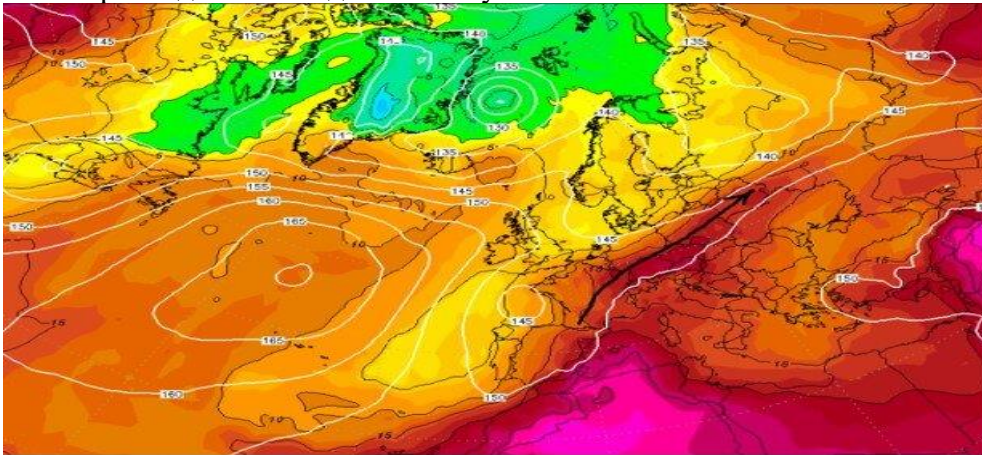


Рис. 12. Термобарическая карта поверхности 850 гПа за 00 UTC 20 июня 2022 года (предшествующая событию).

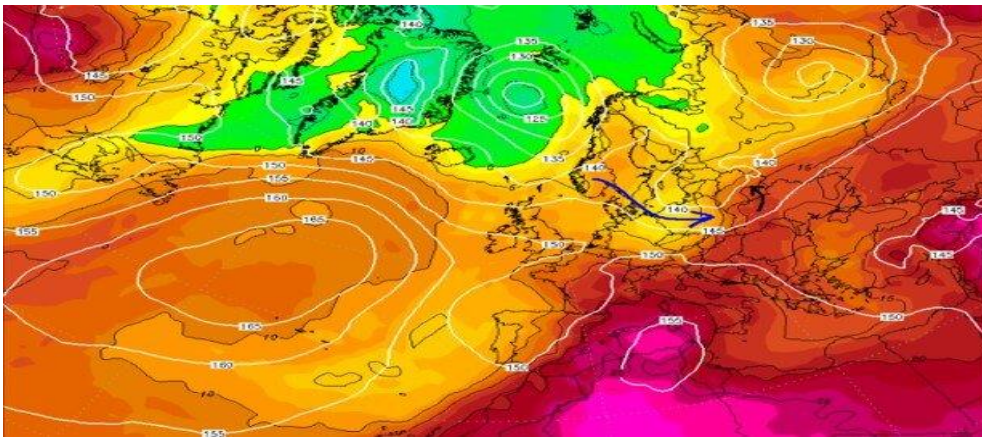


Рис. 13. Термобарическая карта поверхности 850 гПа за 00 UTC 21 июня 2022 года (на срок, ближайший к событию).

Просмотр высотных синоптических карт абсолютной топографии констатирует наличие струйного течения. Как видно из рисунка 14, даже на уровне 700 гПа скорости воздушных потоков в его зоне достигали 30 м/с.

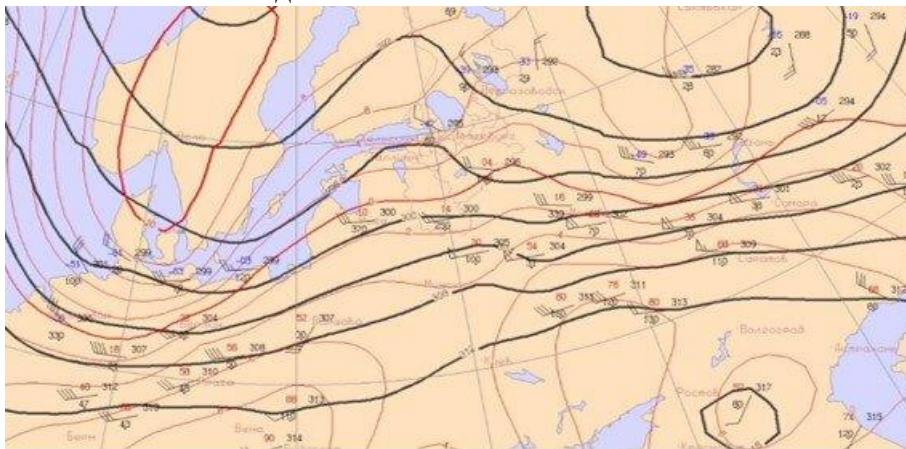


Рис. 14. Карта поверхности 700 гПа за 12 UTC 20 июня 2022 года (предшествующая событию).

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Общий анализ показал, что 20-21 июня 2022 года на рассматриваемой территории сложилась благоприятная синоптическая обстановка для формирования мощных конвективных штормов: выход обширной зоны атмосферной неустойчивости в области выноса прогретых тропических воздушных масс со стороны Африки, насыщенных влагой при транзите через Средиземноморье, в передней части циклонической ложбины. Комплексный анализ позволил выделить следующие особенности формирования смерчей: наличие низкоуровневого струйного течения – его критерием явились фактические скорости ветра в 30 м/с на поверхности 700 гПа, что подразумевает существенные сдвиги ветра по направлению и скорости ветра, а также близость полярного фронта с волнами.

Представленные радиолокационные данные имеют разрешение 2 на 2 км, однако для изучения любых мезомасштабных процессов и детального выделения всех сигнатур суперячеек и т.п. даже этого не всегда достаточно, не говоря уже о идентификации смерчей. Это значительно затрудняет дальнейшее исследование в этой области. Формирующаяся в ходе многократной аналитической работы база определённых предикторов может позволить разработать качественную методику прогноза смерчей, которая будет внедрена в практику работы метеорологических органов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Переходцева Э.В. Прогноз сильных шквалов и смерчей в летний период 2009 года на основе статистических моделей. // Труды Гидрометеорологического научно-исследовательского центра Российской Федерации, 2010, № 344. - С. 231-244.
2. Богаткин О.Г. Основы авиационной метеорологии: Учебник. СПб.: Изд-во РГГМУ, 2009. - 339 с.
3. Амбрози П. Использование данных о мезомасштабных особенностях облачности в анализе погоды / Амбрози П., Вельтищев Н. Ф., Гетц Г., Ноймайстер Х., Рункану Т., Шаров В. Г. // Л.: Гидрометеиздат, 1973. - 150 с.
4. Богаткин О.Г. Практикум по авиационной метеорологии: учебное пособие / Богаткин О.Г. Топтунова О.Н., Волобуева О.В., Иванова И.А. // СПб: Издательско-полиграфическая ассоциация высших учебных заведений, 2022. - 154 с.
5. Базлова Т.А. Радиолокационная метеорологическая информация в авионавигации / Базлова Т.А., Бочарников Н.В., Брылев Г.Б., Букатич С.В., Линев А.Г., Лялюшкин А.С., Оленев В.А., Паркинен Т.В., Солонин А.С., Фролов В.И., Якимайнен Н.А. // СПб.: РГГМУ, 2014. - 364 с.
6. Бочарников Н.В. Автоматизированные метеорологические радиолокационные комплексы «Метеоячейка» / Бочарников Н.В., Брылев Г.Б., Кузнецова Л.И., Линев А.Г., Лялюшкин А.С., Оленев В.А., Паркинен Т.В., Солонин А.С., Устинов В.К., Фролов В.И., Четверикова Е.С., Якимайнен Н.А. // СПб.: Гидрометиздат, 2007. - 236 с.
7. Беспалов Д.П. Наставления гидрометеорологическим станциям и постам. Выпуск 3. Часть 1. / Беспалов Д.П., Городецкий О.А., Федорова А.Е, Грошевой Л.А., Светлова Т.П., Репина В.С., Грибова Т.П. // Л.: Гидрометиздат, 1985. - 301 с.
8. Инструкция по подготовке и передаче штормовых сообщений наблюдательным подразделениям РД 52.04.563-2013, Санкт-Петербург 2013. – 53 с.
9. EUMETSAT–NWCSAF. <https://www.nwcsaf.org>, 15.02.23.
10. Wetterzentrale. <https://www.wetterzentrale.de>, 15.02.23.

REFERENCES

1. Perekhodceva E.V. Forecast of strong squalls and tornadoes in the summer period of 2009 based on statistical models. // Proceedings of the Hydrometeorological Research Center of the Russian Federation, 2010, № 344. - pp. 231-244.
2. Bogatkin O.G. Base of Aviation Meteorology: Textbook. St. P.: RSHU, 2009. - 339 p.
3. Ambrozi P. Use of data on mesoscale features of cloudiness in weather analysis / Ambrozi P., Vel'tishchev N. F., Getc G., Nojmajster X., Runkanu T., SHarov V. G. // L.: Gidrometeoizdat, 1973. - 150 p.
4. Bogatkin O.G. Aviation meteorology / Bogatkin O.G., Toptunova O.N., Volobueva O.V., Ivanova I.A. // St. P: Publishing and printing school of higher educational institutions, 2022. - 154 p.
5. Bazlova T.A. Radar meteorological information in air navigation / Bazlova T.A., Bocharnikov N.V., Brylev G.B., Bukatich S.V., Linev A.G., Lyalyushkin A.S., Olenev V.A., Parkinen T.V., Solonin A.S., Frolov V.I., YAKimajnen N.A. // St. P: RSHU, 2014. - 364 p.
6. Bocharnikov N.V. Automated meteorological radar complexes "Meteocell" / Bocharnikov N.V., Brylev G.B., Kuznecova L.I., Linev A.G., Lyalyushkin A.S., Olenev V.A., Parkinen T.V., Solonin A.S., Ustinov V.K., Frolov V.I., Chetverikova E.S., YAKimajnen N.A. // Spb.: Gidrometizdat, 2007. - 236 p.
7. Bespalov D.P. Instructions for hydrometeorological stations and posts. Issue 3. Part 1./ Bespalov D.P., Gorodetsky O. A., Fedorova A.E., Groshevoy L.A., Svetlova T.P. Repina V.S., Gribova T.P. // L.: Gidrometizdat, 1985. - 301 p.
8. Instruction for the preparation and passing of storm messages to observation units RD 52.04.563-2013, Saint-Petersburg 2013.- 53 p.
9. EUMETSAT–NWCSAF. <https://www.nwcsaf.org>, 15.02.23.
10. Wetterzentrale. <https://www.wetterzentrale.de>, 15.02.23.

СОВРЕМЕННЫЕ ПОДХОДЫ К ОЦЕНКЕ КАЧЕСТВА ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Ю. С. Ионенков¹

¹Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление» Российской академии наук (ФИЦ ИУ РАН), Москва, Россия

Аннотация. Настоящая статья посвящена рассмотрению современных подходов к оценке качества информационных систем (ИС). Представлено основное содержание современной нормативной базы в области оценки качества – серии стандартов 25000 (SQuaRE), включающей требования к качеству систем и программной продукции, их измерению и оценке. Отмечены преимущества данной серии стандартов по сравнению с предшествующей нормативной базой в области оценки качества. Рассмотрены основные проблемы применения данных стандартов в отечественной практике. Сформулированы предложения по адаптации данной нормативной базы для использования отечественными разработчиками, включая предложения по разработке новых стандартов.

Ключевые слова: информационная система; качество; показатель; модель качества; оценка качества.

MODERN APPROACHES TO ASSESSING THE QUALITY OF INFORMATION SYSTEMS

Yu. S. Ionenkov¹

¹Federal Research Center «Computer and Control» of the Russian Academy of Sciences (FRC CSC RAS), Moscow, Russia

Abstract. This article is devoted to the consideration of modern approaches to assessing the quality of information systems (IS). The main content of the modern regulatory framework in the field of quality assessment is presented – a series of standards 25000 (SQuaRE), which includes requirements for the quality of systems and software products, their measurement and evaluation. The advantages of this series of standards in comparison with the previous regulatory framework in the field of quality assessment are noted. The main problems of application of these standards in domestic practice are considered. Proposals have been formulated to adapt this regulatory framework for use by domestic developers, including proposals for the development of new standards.

Keywords: information system; quality; indicator; quality model; quality assessment.

1. ВВЕДЕНИЕ

Информационные системы (ИС) в настоящее время приобретают все большее значение во всех областях деятельности государства и общества. Разработка и эксплуатация ИС требуют привлечения значительных ресурсов. При этом все более обостряется проблема эффективной отдачи затраченных ресурсов. Одним из направлений повышения эффективности капиталовложений в сфере информационных систем и технологий является улучшение их качества. Под качеством системы понимается степень соответствия совокупности присущих характеристик объекта требованиям [1].

До недавнего времени практически не существовало единых подходов, методик и требований к оценке качества ИС. Во многом ответственность за качество

разрабатываемых ИС ложилась на разработчика, а заказчик мог в крайнем случае прописать какие-либо требования в техническом задании. В последние годы для этой цели начали достаточно широко использоваться стандарты ИСО/МЭК 9126-2001 и ИСО/ МЭК 14598-2001. Нормативная база в данной области продолжает совершенствоваться. Разрабатывается и вводится в действие серия стандартов 25000 под названием «Требования и оценка качества систем и программных средств» (SQuaRE), которая имеет цель построить логически организованную серию стандартов, регулиующую спецификацию требований к качеству и оценку качества с поддержкой процесса измерения качества.

В настоящей статье рассматриваются современные подходы к оценке качества ИС, основанные на анализе стандартов SQuaRE. Рассмотрено основное содержание данных стандартов. Отмечены проблемы их применения отечественными разработчиками и разработаны предложения по их адаптации к отечественной практике.

2. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ СОВРЕМЕННОЙ НОРМАТИВНОЙ БАЗЫ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ИС

В настоящее время для оценки качества информационных систем широко применяются стандарты ГОСТ 28195-89 [2], ГОСТ Р ИСО/МЭК 9126-2001 [3] и ГОСТ РВ 51987-2002 [4]. Их основное содержание достаточно подробно изложено в докладе на предыдущей конференции RLNC-2022 [5].

Основу современной нормативной базы оценки качества ИС составляет серия стандартов 25000 (SQuaRE). Серия стандартов SQuaRE замещает серии стандартов ИСО/МЭК 9126 и ИСО/МЭК 14598.

Общая цель создания серии стандартов SQuaRE состоит в том, чтобы перейти к логически организованной, полной и унифицированной серии стандартов, охватывающей два основных процесса: определение требований к качеству систем и программной продукции и оценку качества систем и программной продукции, поддерживаемую процессами измерения качества. При этом устанавливаются критерии для определения требований к качеству систем и программной продукции, их измерения и оценки. Кроме того, серия содержит рекомендуемые показатели атрибутов качества систем и программной продукции, которые могут быть использованы разработчиками и заказчиками.

Основными преимуществами серии стандартов SQuaRE по сравнению с предшественниками являются:

- координация руководства по измерению и оценке качества систем и программной продукции;
- руководство по определению требований к качеству систем и программной продукции;
- наличие эталонной модели измерения качества программного продукта, представленной в ИСО/МЭК 25020.

Основными отличиями серии стандартов SQuaRE от ИСО/МЭК 9126, ИСО/МЭК 14598 являются:

- введение новой общей эталонной модели;
- введение подробных руководств для каждого раздела;
- внедрение систем качества продукции;
- внедрение модели качества данных;
- внедрение элементов измерения качества;
- введение раздела требований к качеству;
- включение и пересмотр процессов оценки;
- введение руководства по практическому применению в виде примеров.

Серия стандартов 25000 содержит:

- термины и определения;
- эталонные модели;
- общее руководство;
- отдельные руководства по разделам;
- стандарты для определения требований, планирования и управления, измерения и оценки качества.

Серия стандартов SQuaRE состоит из следующих разделов:

- раздел «Управление качеством» (ИСО/МЭК 2500n);
- раздел «Модели качества» (ИСО/МЭК 2501n);
- раздел «Измерение качества» (ИСО/МЭК 2502n);
- раздел «Требования к качеству» (ИСО/МЭК 2503n);
- раздел «Оценка качества» (ИСО/МЭК 2504n);
- раздел «Расширение SQuaRE» (ИСО/МЭК 25050 - ИСО/МЭК 25099).

Стандарты, входящие в раздел «Управление качеством», определяют все общие модели, термины и определения, используемые всеми другими стандартами серии SQuaRE. В разделе также представлены требования и методические материалы по поддерживающей функции, отвечающей за управление требованиями к программной продукции, спецификацию и оценку.

Стандарты, входящие в раздел «Модель качества», представляют детализированные модели качества. Кроме того, представлено практическое руководство по использованию модели качества.

Стандарты, входящие в раздел «Измерение качества», включают в себя эталонную модель измерения качества программной продукции, математические определения показателей качества и практическое руководство по их использованию. В этом разделе представлены показатели внутреннего качества программной продукции, показатели внешнего качества программной продукции и качества при использовании. Кроме того, определены и представлены элементы показателей качества, формирующие основу для вышеперечисленных показателей.

Стандарты, которые входят в раздел «Требования к качеству», помогают задать требования к качеству. Такие требования к качеству могут использоваться в процессе формирования требований к качеству, при сборе информации перед разработкой программной продукции или как исходные данные для процесса оценки.

Стандарты, которые входят в раздел «Оценка качества», формулируют требования, рекомендации и методические материалы для оценки программного продукта, выполняемой как независимыми оценщиками, так и приобретателями или разработчиками.

Номера ИСО/МЭК 25050 - ИСО/МЭК 25099 зарезервированы для расширения серии стандартов SQuaRE.

Общая эталонная модель SQuaRE представлена на рисунке 1 [6].

Основными этапами создания модели качества SQuaRE в общем виде являются: выделение характеристик, определение весовых коэффициентов, измерение и оценка значений показателей.

Выделяются характеристики для внутреннего и внешнего качества продукта, а также качества в использовании. Кроме того, характеристики внутреннего и внешнего качества разбиваются на подхарактеристики, а подхарактеристики на метрики. Внутренние показатели используются разработчиками систем, а внешние – пользователями и др.

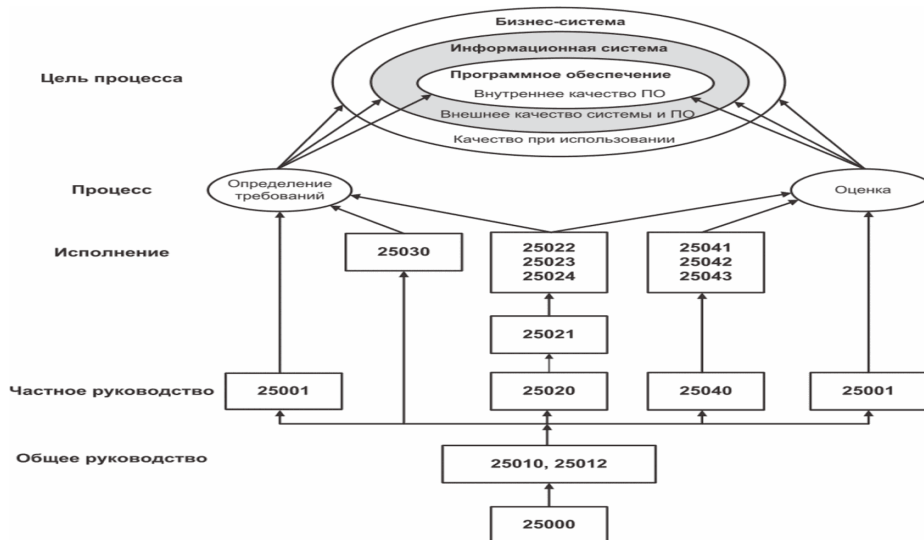


Рис.1. Общая эталонная модель SQuaRE

К преимуществам модели SQuaRE можно отнести: выделение разных точек зрения на внутреннее качество, внешнее качество и качество и использования; большой набор базовых характеристик оценки качества, наличие конкретных указаний по способам оценки той или иной метрики.

3. ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ИСПОЛЬЗОВАНИЮ СЕРИИ СТАНДАРТОВ SQuaRE ПРИ ОЦЕНКЕ КАЧЕСТВА ОТЕЧЕСТВЕННЫХ ИС

Следует отметить, что представленная выше нормативная база отечественными заказчиками и разработчиками при проектировании ИС практически не используется. Это связано с целой группой причин.

Во-первых, все российские стандарты серии SQuaRE сформированы путем аутентичного перевода международных стандартов и к настоящему времени на русский язык переведено менее 50% действующих стандартов серии. Кроме того, имеющиеся стандарты требуют значительной адаптации для их использования на практике в направлениях формирования единой терминологической базы, разработки руководств по их применению, а также обеспечения совместимости с другими национальными стандартами.

Во-вторых, стандарты в основном имеют рамочный характер, которые задают общие требования к оценке качества. Они используются как методологическая основа для организации процессов оценки качества с необходимой конкретизацией для каждой области деятельности.

В-третьих, по оценке ряда разработчиков, стандарты SQuaRE содержат довольно сложный комплекс мер обеспечения качества, что делает их применение трудоёмким, длительным и дорогим.

В-четвертых, эти стандарты посвящены оценке качества только программного обеспечения, что делает их неприменимыми для оценки качества ИС в целом, что предполагает более широкий перечень показателей качества, охватывающий и другие элементы ИС: технические средства; виды обеспечения; подсистему эксплуатации и др.

Для адаптации серии стандартов 25000 к практическому применению при разработке отечественных ИС может быть предложен ряд мер.

Представляется целесообразным приоритетный перевод на русский язык недостающих стандартов SQuaRE и их гармонизация с отечественной нормативной базой. С этой целью должен производиться отбор стандартов по соответствующим

методикам, их квалифицированный перевод и доведение до стадии принятия стандарта с участием заинтересованных предприятий промышленности и организаций Росстандарта. При необходимости в данные стандарты включаются дополнительные требования, отражающие специфику отечественной промышленности. С этой целью целесообразно использование внедряемой в настоящее время техническим комитетом по стандартизации «Информационные технологии» (ТК-МТК-22) «Интегрированной платформы стандартизации: Информационные технологии», которая позволит привлечь значительное число экспертов (в том числе, независимых) к формированию программы и годовых планов стандартизации. Использование данной платформы может позволить включить в планы стандартизации на ближайшие годы перевод, гармонизацию, а в необходимых случаях и переработку международных стандартов SQuaRE.

Для решения проблемы оценки качества ИС в целом целесообразна разработка нового стандарта. К настоящему времени в данной области имеется лишь один стандарт ГОСТ РВ 51987-2002 [4], который содержит перечень требований и показателей качества ИС. Данный стандарт разработан около двух десятков лет назад и не в полной мере учитывает особенности современных информационных систем. Кроме того, предусмотренная стандартом номенклатура показателей качества явно недостаточна для объективной и всесторонней оценки системы. Новый стандарт должен содержать новый расширенный перечень обобщенных и частных показателей качества для ИС.

Следует, однако отметить, что разработка стандартов связана с длительными сроками и сложностью их разработки. Для организации разработки стандарта необходимо провести соответствующие исследования и обосновать заявку на разработку стандарта, что требует участия подготовленных специалистов в соответствующей предметной области. В этом плане у отечественных предприятий и НИО существуют определенные трудности. Разработка стандартов также включает ряд стадий и занимает длительное время.

Таким образом, для обеспечения практического использования серии стандартов 25000 (SQuaRE) существует необходимость доработки и расширения этой серии стандартов в направлении перевода ряда стандартов на русский язык, гармонизации стандартов с отечественной нормативной базой в части терминологии, совместимости, согласования методических подходов, используемых в стандартах.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Оценка качества ИС является весьма сложной задачей ввиду многообразия интересов пользователей. Поэтому невозможно предложить одну универсальную меру качества и приходится использовать ряд характеристик, охватывающих весь спектр предъявляемых требований. С этой целью используются модели качества, представляющие собой структурированную систему, основанную на определениях характеристики качества, показателя качества, критерия и метрики. Модели используются разработчиками, заказчиками, персоналом обеспечения качества и управления качеством, а также независимыми экспертами, в особенности ответственными за спецификацию и оценку качества изделия.

В настоящее время для оценки качества систем и программного обеспечения в зарубежной практике все более широко используется стандартов 25000 (SQuaRE). Эта серия стандартов содержит: эталонные модели качества; руководства по их применению; стандарты для определения требований, планирования и управления, измерения и оценки качества.

Вместе с тем, эта серия стандартов не в полной мере соответствует требованиям отечественных разработчиков и заказчиков в части терминологии, совместимости с отечественной нормативной базой, а также используемых методических подходов.

В данной статье рассмотрено основное содержание современной нормативной базы оценки качества ИС - серии стандартов 25000, отмечены ее преимущества, а также основные проблемы ее применения в отечественной практике. Сформулированы предложения по адаптации данной нормативной базы для использования отечественными разработчиками, а также предложения по разработке стандарта, содержащего перечень показателей качества для ИС в целом.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ Р ИСО 9000-2015. Системы менеджмента качества. Основные положения и словарь. – М.: Стандартиформ, 2019. 53 с.
2. ГОСТ 28195-89. Оценка качества программных средств. Общие положения. – М.: Стандартиформ, 2001. 31 с.
3. ГОСТ Р ИСО/МЭК 9126-2001. Информационная технология. Оценка программной продукции. Характеристики качества и руководства по их применению. – М.: Стандартиформ, 2013. 13 с.
4. ГОСТ РВ 51987-2002. Информационная технология. Комплекс стандартов на автоматизированные системы. Требования и показатели качества функционирования информационных систем. – М.: Стандартиформ, 2003. 52 с.
5. А.А. Зацаринный, Ю.С. Ионенков. Некоторые аспекты оценки качества информационных систем // Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б.Я. Осипова (г. Воронеж, 27-29 сентября 2022 г.): в 6 т./ Воронежский государственный университет; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2022. Т.1. с 156-165.
6. ГОСТ Р ИСО/МЭК 25000-2021. Системная и программная инженерия. Требования и оценка качества систем и программных средств (SQuaRE). Руководство. – М.: Стандартиформ, 2022. 32 с.

REFERENCES

1. GOST R ISO 9000-2015. 2019. Quality management systems — Fundamentals and vocabulary (IDT). Moscow: Standardinform Publ. 21 p.
2. GOST 28195-89. 2001. Assessment of the quality of software. General principles. Moscow: Standardinform Publ. 31 p.
3. GOST ISO/IEC 9126-2001. 2013. Information technology. Software product evaluation. Quality characteristics and guidelines for their use. Moscow: Standardinform Publ. 13 p.
4. GOST RV 51987-2002. 2002. Information technology. Set of standards for automated system. Requirements and quality indicators of information systems functioning. Moscow: Standardinform Publ. 52 p.
5. Zatsarinnyy, A. A., and Yu. S. Ionenkov. 2022. Some aspects of information systems quality assessment // Radar, navigation, communication. Proceedings of the XXVIII International Scientific and Technical Conference dedicated to the memory of B.Ya. Osipov (Voronezh, September 27-29, 2022): in 6 volumes/ Voronezh State University; JSC Concern Constellation. – Voronezh: VSU Publishing House. Vol.1. p. 156-165.
6. GOST R ISO/IEC 25000-2021. 2022. Systems and software engineering. Systems and software Quality Requirements and Evaluation (SQuaRE). Guide. Moscow: Standardinform Publ. 32 p.

СТРАТЕГИЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ И ПРАВИЛА УПРАВЛЕНИЯ ЗАЩИТОЙ ИНФОРМАЦИОННО- ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

А. В. Богословский¹, Е.А. Жидко², С. Н. Разиньков¹, О. Э. Разинькова¹

¹Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), г. Воронеж, Россия

²Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), г. Воронеж, Россия

Аннотация. Проведен анализ условий информационного обмена и выявлены противоречивые аспекты, связанные с повышением его эффективности и достижением защищенности информации в процессе передачи-приема и обработки. На основе модельного представления взаимодействия деструктивных воздействий и компонентов информационно-телекоммуникационной системы, выполняющих целевые функции и задачи обеспечения безопасности информации определена стратегия управления информационным ресурсом для минимизации потерь целевых функций при требуемой степени защиты. Показано, что наибольшие показатели безопасности и защиты информации характерны для вариантов организации информационного обмена при активации набора компонентов информационно-телекоммуникационной системы с установлением рисков угроз. Обоснована стратегия распределения информационного ресурса для обеспечения безопасности и сформированы правила управления защитой системы при допустимой степени нарушения регламента передачи-приема информации в условиях деструктивных воздействий.

Ключевые слова: информационно-телекоммуникационная система, угрозы безопасности информации, деструктивные воздействия, информационный ресурс, обеспечение безопасности и защита информации.

SECURITY STRATEGY AND MANAGEMENT RULES FOR THE PROTECTION OF THE INFORMATION AND TELECOMMUNICATIONS SYSTEM

A. V. Bogoslovsky¹, E.A. Zhidko², S. N. Razinkov¹, O. E. Razinkova¹

¹Air Force Education and Research Center «The Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy» (AFERC «AFA»), Voronezh, Russia

²Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. The analysis of the conditions of information exchange has been carried out and contradictory aspects associated with increasing its efficiency and achieving information security in the process of transmission, reception and processing have been identified. Based on the model representation of the interaction of destructive influences and components of the information and telecommunication system performing target functions and tasks of ensuring information security, an information resource management strategy is defined to minimize the loss of target functions with the required degree of protection. It is shown that the highest indicators of information security and protection are typical for variants of information exchange organization when activating a set of components of an information and telecommunications system with the establishment of threat risks. The strategy of information resource allocation to ensure security is substantiated and the rules for managing the protection of the system are formed with an acceptable degree of violation of the rules for transmitting and receiving information in conditions of destructive influences.

Keywords: information and telecommunication system, threats to information security, destructive impacts, information resource, security and information protection.

1. ВВЕДЕНИЕ

Концепции информационной безопасности и строительства информационно-телекоммуникационных систем (ИТС) как технической основы автоматизированных систем управления определяют два ключевых стратегических направления, совместная реализация которых требует поиска компромиссных организационно-технических решений в интересах наиболее полной реализации целевых функций [1, 2]. Первое направление ориентировано на повышение эффективности информационного обмена [3] и качества информационных услуг, предоставляемых абонентам при неуклонном возрастании интенсивности передачи-приема и объема, подлежащей доведению и обработке информации [1, 3]. В рамках второго направления реализуются функции обеспечения безопасности систем [4–6] и защиты информации [6, 7] от деструктивных воздействий, способных нарушать условия реализации (регламент) и искажать информационных процессов [2, 8, 9]. При проникновении в информационную область системы и интеграции в процедуры передачи-приема и обработки информации такие воздействия обуславливают принятие ошибочных классификационных решений при выполнении целевых функций ИТС [4–6, 10]. Вследствие проявления негативных факторов нарушается целостность, искажаются структура представления и свойства информации [3]. При применении робастных алгоритмов [3, 10], наиболее устойчивых к отклонению условий функционирования системы от номинально установленных, нарушение регламента информационного обмена проявляется в виде возрастания ошибок первого рода при обнаружении и идентификации сигналов [1, 8, 9] и распознавании ранга абонентов. В результате возникают задержки по времени или ошибки в определении адресата при доведении информации, а также предоставления информационных услуг, номенклатура и качество которых не соответствуют статусу абонентов [3, 10].

Недостаточный информационный ресурс, привлекаемый для обеспечения безопасности, и как следствие, низкая эффективность мер защиты информации обуславливают предпосылки формирования каналов для несанкционированного доступа к ней в результате проникновения в информационную область ИТС под видом полезного компонента [10, 11], а также организации деструктивных воздействий на информационные процессы [10–12].

В то же время, за счет отвлечения информационного ресурса системы на мероприятия по обеспечению безопасности и защиты ИТС снижаются показатели эффективности выполнения процедур передачи-приема и обработки информации, что проявляется в виде сокращения ее потенциального объема и увеличения времени задержки получения абонентами [3, 10, 13]. Как отмечено в [3, 10], усиление потенциальной защищенности информации и информационной инфраструктуры в рамках стратегии нейтрализации гипотетических угроз без предварительного оценивания времени их проявления [2] является основной причиной полной или частичной утраты целевой функции системы.

В этой связи для сохранения функциональных свойств ИТС, установленных требованиями к регламенту информационного обмена и качеству обслуживания абонентов, защита от угроз проявления деструктивных факторов должна осуществляться при выполнении согласованных мероприятий по нейтрализации конфликтных компонентов с функциями контроля изменений динамических состояний элементов, образующих в информационную область.

Комплексное применение составляющих структуры ИТС для выполнения целевых задач и обеспечения безопасности и защиты информации, как показано в [3, 10], позволяет:

осуществлять рациональный выбор и активировать минимальный набор компонентов для разрешения информационного конфликта с компонентами деструктивных воздействий [14];

по оценкам рисков нарушения условий информационного обмена оперативно находить показатели важности коррекции динамических состояний компонентов ИТС, активируемых для защиты, и приоритетов в нейтрализации угроз возникновения (проявления) деструктивных воздействий [10, 13].

Выбранная стратегия обеспечения безопасности и защиты информации позволяет, с одной стороны, обеспечить баланс при распределении информационного ресурса, с другой стороны, достичь высокого качества предоставления информационных услуг абонентам при требуемой защищенности процессов информационного обмена от деструктивных воздействий [10]. За счет оперативного оценивания угроз безопасности ИТС, наиболее актуальных в текущие моменты времени, и прогноза возможных нарушений регламентированных режимов и изменений параметров, установленных для процессов передачи-приема и обработки информации [3, 10], достигается сокращение снижения целевых функций информационного обмена по сравнению с вариантами, реализуемыми при защите от гипотетических угроз [5, 9].

Цель работы – обоснование стратегии обеспечения безопасности и правил управления защитой информации при допустимой степени снижения эффективности выполнения целевых функций ИТС в процессе деструктивных воздействий.

2. СТРАТЕГИЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ И ПРАВИЛА УПРАВЛЕНИЯ ЗАЩИТОЙ ИНФОРМАЦИИ В ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Согласно [7, 15], защита информации от несанкционированного доступа и поражения вредоносными факторами при различной степени осведомленности субъектов деструктивных воздействий о характеристиках и динамических состояниях компонентов ИТС предполагает достижение следующих степеней скрытности:

исключение возможностей выявления фактов информационного обмена при мониторинге компонентов ИТС в физических полях, создающих среду для взаимодействия и возможного проявления демаскирующих признаков;

исключение доступа к информации по результатам анализа информационных процессов и возможностей оценивания параметров процедур передачи-приема и обработки информации при установлении фактов информационного обмена в ИТС;

исключение условий оценивания параметров информационного обмена при реализации процедур анализа информационных процессов с показателями точности, требуемыми для выявления динамических состояний компонентов ИТС и создания каналов для проникновения деструктивных воздействий в информационные области, для сохранения конфиденциальности и целостности информации.

Сохранение режимов информационного обмена, установленных тактико-техническими требованиями к условиям работы ИТС, компоненты которых подвержены потенциальным угрозам безопасности [3, 6, 10], обеспечивается в результате установления следующих уровней защищенности информации от деструктивных воздействий:

воспрещение доступа процессов, в структуре и параметрах которых могут присутствовать конфликтные компоненты, в защищаемую информационную область;

исключение условий реализации (создание тенденций для деградации) конфликтного компонента, проявившегося (в том числе по косвенным признакам) в информационной области в процессе информационного обмена;

создание максимально неблагоприятных условий для развития конфликтного компонента, реализуемого в информационной области [3], с минимизацией ущерба для процедур передачи-приема и обработки информации и изменения инфраструктуры системы за счет навязывания действий по сокращению целевых функций, выполняемых нелегитимными деструктивными элементами [10, 16].

Стратегия обеспечения безопасности и защиты информации несанкционированного доступа и деструктивных воздействий должна определять направления информационного обмена с априори установленной гарантированной защищенностью ИТС [1] при рациональном распределении информационного ресурса [3, 10, 14]. В этой связи меры, направленные на обеспечение безопасности и защиту информации, заключаются в управлении информационным ресурсом для перевода компонентов ИТС, подверженных угрозам в текущие моменты времени, в состояние гарантированной защищенности в целях максимально полного сохранения условий передачи-приема и обработки информации. Перевод ИТС в безопасное состояние [1, 4, 6, 10] необходимо осуществлять на интервале времени, длительность которого существенно меньше времени реализации конфликтного компонента в информационной области [6, 16], а ресурс для выявления и нейтрализации угроз устанавливается при контролируемом снижении качества обслуживания абонентов [10].

Потенциальная защищенность ИТС достигается при динамичном переводе в состояния с минимальными потерями информации, не нарушающими штатные условия выполнения целевых функций, исходя из оценок угроз безопасности, за минимальное время, при котором регламент информационного обмена изменяется в пределах, установленных на основании требований к допустимому ухудшению качества информационных услуг, оказываемых абонентам [3, 10].

Решение задачи поиска рациональных вариантов построения, режимов и параметров работы ИТС находится в виде организации регламентированных информационных потоков при поддержании целостности и контроле неизменности их параметров. Противодействие угрозам нарушения регламентированных состояний и нормальных условий функционирования систем должно сопровождаться изменением параметров информационных процессов при сохранении целостности информационной области. Меры защиты уязвимых элементов [10, 16] необходимо выполнять в соответствии с принципами адаптации к складывающимся условиям в интересах исключения повторного проявления аналогичных угроз безопасности.

Интеграция компонентов, несущих функционал нейтрализации угроз безопасности ИТС, в единую структуру проводится при охвате логико-временными связями, устанавливающими закономерности доведения информации абонентам при требуемых показателях безопасности и защиты [6, 10].

В ситуациях, когда цели деструктивных воздействий не выявлены и гипотетические угрозы безопасности информации могут быть реализованы в виде множества вариантов, защита информации организуется путем формирования структуры взаимодействующих компонентов из условий достижения наибольшей результативности выполнения целевых функций ИТС. При распознавании целей и задач деструктивных воздействий для защиты информации выполняется реконфигурация структуры ИТС (защищаемой информационной области) и определяются ее параметры, при которых вероятностно-временные показатели информационного обмена [3, 16] соответствуют установленным значениям, а качество предоставляемых информационных услуг выходит на заданный уровень. Вследствие идентификации угроз безопасности [10] информации на

ранних стадиях реализации процессов ее передачи-приема и обработки повышается число компонентов, характеризующихся минимальными потерями информации при изменениях условий информационного обмена [3, 6, 10].

Анализ функционирования ИТС при защите от сторонних деструктивных воздействий будем проводить, используя дискретно-событийный подход к формализованному описанию (имитационному моделированию) процессов информационного обмена [2] с определением количественных мер для характеристики логических операций (процедур) передачи-приема и обработки информации [9]. Согласно данному подходу, пространственно-временная диаграмма информационного обмена представляется в виде последовательно и параллельно протекающих информационных процессов, в совокупности направленных на достижение целевой функции ИТС. Частные целевые функции компонентов системы локализуются в областях пространства и на интервалах времени при интеграции в общую схему взаимодействия [6, 16] с разрешением локальных информационных конфликтов при распределении и установлении приоритета при использовании информационного ресурса.

Правила управления безопасностью и защитой информации определяются по результатам анализа закономерностей распределения информационного ресурса, обеспечивающего наиболее полное выполнение целевых функций ИТС при представлении процесса информационного обмена этапам управления, определяемым вероятностно-временными характеристиками угроз [6]. При этом становится возможным исключение из рассмотрения описания полной группы функциональных аспектов содействия и противодействия [17] разнородных компонентов ИТС в динамике информационного конфликта, обусловленного деструктивными воздействиями [16]. При математическом писании (имитационном моделировании) динамических состояний ИТС, как правило, ограничиваются воспроизведением отдельных фрагментов функционирования, отражающих закономерности взаимодействия с дестабилизирующими факторами при наличии ограничений на информационный ресурс.

3. ПРАВИЛА УПРАВЛЕНИЯ ЗАЩИТОЙ ИНФОРМАЦИИ В ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ

На основании целевых функций ИТС и задач обеспечения и защиты информации в процессе передачи-приема и обработки критерий достижения устойчивости информационного обмена представляется выражением

$$\left\{ \mathbf{s}_{N0} \in \mathbf{S}_N, \mathbf{l}_{M0} \in \mathbf{L}_M \mid \boldsymbol{\Omega}_{K0} \in \boldsymbol{\Psi}_K \right\} = \tag{1}$$

$$= \left\{ \hat{\mathbf{s}}_{N0} \in \mathbf{S}_N, \hat{\mathbf{l}}_{M0} \in \mathbf{L}_M \mid \boldsymbol{\Omega}_{K0} \in \boldsymbol{\Psi}_K \right\} \cap \left\{ \tilde{\mathbf{s}}_{N0} \in \mathbf{S}_N, \tilde{\mathbf{l}}_{M0} \in \mathbf{L}_M \mid \boldsymbol{\Omega}_{K0} \in \boldsymbol{\Psi}_K \right\};$$

где $\mathbf{s}_{N0} \in \mathbf{S}_N$ – вектор параметров ИТС с установленной топологией, а $\mathbf{l}_{M0} \in \mathbf{L}_M$ – вектор параметров для алгоритмов передачи-приема и обработки информации при выполнении требований к информационным процессам, $\boldsymbol{\Omega}_{K0} \in \boldsymbol{\Psi}_K$ – вектор параметров, характеризующих условия применения ИТС в составе технической системы более высокого уровня (например, информационно-управляющего комплекса). Совокупность компонентов векторных множеств \mathbf{S}_N , \mathbf{L}_M определяется тактико-техническими требованиями к ИТС, вектор $\boldsymbol{\Psi}_K$ устанавливает ограничения (по массогабаритным характеристикам, энергопотреблению, электромагнитной совместимости приемопередающих

устройств, подлежащих размещению в составе технической системы более высокого уровня) на достижение целевой функции информационного обмена в условиях его осуществления. Индексы « N », « M » и « K », являющиеся натуральными числами, для векторов, входящих в (1), означают, что при обосновании рациональных вариантов построения ИТС контролю подлежит конечный набор параметров конструкции и алгоритмов функционирования устройств передачи-приема и обработки информации. Из их числа формируются массивы параметров $\mathbf{s}_{N0} \in \mathbf{S}_N$, $\mathbf{l}_{M0} \in \mathbf{L}_M$ и $\boldsymbol{\Omega}_{K0} \in \boldsymbol{\Psi}_K$, количественные меры которых оказывают существенное влияние на процессы информационного обмена для системы конкретного вида и назначения [1].

Символом « \wedge » над векторами \mathbf{s}_{N0} и \mathbf{l}_{M0} означает, что их компоненты выбраны из условия достижения целевой функции информационного обмена; символ « \sim » характеризует условия наилучшей защищенности ИТС от деструктивных воздействий.

Состав компонентов векторов $\hat{\mathbf{s}}_{N0}$ и $\tilde{\mathbf{s}}_{N0}$, а также $\hat{\mathbf{l}}_{M0}$ и $\tilde{\mathbf{l}}_{M0}$, в общем случае, различен, поскольку состояние ИТС, характеризуемое наибольшей эффективностью передачи-приема, не тождественно состоянию с самыми высокими показателями безопасности и защиты информации.

Компоненты векторов $\hat{\mathbf{s}}_{N0} \in \mathbf{S}_N$ и $\hat{\mathbf{l}}_{M0} \in \mathbf{L}_M$ устанавливаются для ИТС с возможностями резервирования и повторного распределения информационного ресурса для выявления угроз и предотвращения наносимого ими ущерба при ограничениях $\boldsymbol{\Omega}_{K0} \in \boldsymbol{\Psi}_K$, в соответствии с правилом

$$\left\{ \hat{\mathbf{s}}_{N0} \in \mathbf{S}_N, \hat{\mathbf{l}}_{M0} \in \mathbf{L}_M \mid \boldsymbol{\Omega}_{K0} \in \boldsymbol{\Psi}_K \right\} = \arg \max_{\substack{\mathbf{s}_N \in \mathbf{S}_N, \\ \mathbf{l}_M \in \mathbf{L}_M}} \mathbf{P}_0 \left[\hat{\mathbf{s}}_{N0} \in \mathbf{S}_N, \hat{\mathbf{l}}_{M0} \in \mathbf{L}_M \mid \boldsymbol{\Omega}_{K0} \in \boldsymbol{\Psi}_K; P_1 \right], \quad (2)$$

где $\mathbf{P}_0[\dots]$ – функционал, определяющий вероятность правильного доведения информации при допустимой вероятности ошибки первого рода (вероятности ложной тревоги при обнаружении и идентификации сигналов, распознавании статуса абонента) P_1 в ИТС с параметрами $\hat{\mathbf{s}}_{N0} \in \mathbf{S}_N$ и $\hat{\mathbf{l}}_{M0} \in \mathbf{L}_M$.

Вероятность правильного доведения информации находится в виде свертки функций, определенных для представления вероятностей обнаружения информационных процессов в среде передачи-приема, а также их распознавания по результатам оценивания информационных параметров при фиксированных значениях вероятностей ложной тревоги при обнаружении и распознавании.

Компоненты векторов $\tilde{\mathbf{s}}_{N0} \in \mathbf{S}_N$ и $\tilde{\mathbf{l}}_{M0} \in \mathbf{L}_M$ характеризуют параметры, соответствующие показателям защищенности ИТС в процессе информационного обмена. Они вычисляются при априорной осведомленности о показателях качества предоставляемых информационных услуг и потерях информации (нарушениях регламента ее доведения и обработки) при выполнении мероприятий по обеспечению безопасности и защиты, согласно выражению

$$\left\{ \tilde{\mathbf{s}}_{N0} \in \mathbf{S}_N, \tilde{\mathbf{l}}_{M0} \in \mathbf{L}_M \mid \boldsymbol{\Omega}_{K0} \in \boldsymbol{\Psi}_K \right\} = \arg \min_{\substack{\mathbf{s}_N \in \mathbf{S}_N, \\ \mathbf{l}_M \in \mathbf{L}_M}} \bar{\mathbf{P}}_0 \left[\tilde{\mathbf{s}}_{N0} \in \mathbf{S}_N, \tilde{\mathbf{l}}_{M0} \in \mathbf{L}_M \mid \boldsymbol{\Omega}_{K0} \in \boldsymbol{\Psi}_K; \bar{\mathbf{P}}_1, \bar{\gamma}_0 \right], \quad (3)$$

где $\bar{\mathbf{P}}_0[\dots]$ – функционал, определяющий вероятность создания деструктивных воздействий при проникновении в информационную область по результатам мониторинга текущих состояний ИТС; $\bar{\mathbf{P}}_1 = [P_1^{(1)}; P_1^{(2)}]^T$ – вектор-столбец вероятностей ложных тревог

при обнаружении $P_1^{(1)}$ и распознавании $P_1^{(2)}$ физических процессов (сигналов), используемых в качестве носителей для доступа в информационную область ИТС, $\bar{\gamma}_0$ – нормативное значение потерь информации при деструктивных воздействиях. Она соответствует лингвистическим переменным (понятиям) о срыве, нарушении или затруднении передачи-приема информации по каналам ИТС; символом « T » обозначена операция транспонирования вектора-столбца. Совокупность всех возможных деструктивных воздействий при задании функционала $\bar{\mathbf{P}}_0[\dots]$ в (3) устанавливается путем определения компонентов вектора Ψ_K .

Исходя из требований об априорной осведомленности о динамических состояниях каналов доступа в информационную область ИТС, функционал в правой части (3) представим в виде

$$\begin{aligned} & \bar{\mathbf{P}}_0 \left[\tilde{\mathbf{s}}_{N0} \in \mathbf{S}_N, \tilde{\mathbf{l}}_{M0} \in \mathbf{L}_M \mid \Omega_{K0} \in \Psi_K; \bar{\mathbf{P}}_1, \bar{\gamma}_0 \right] = \\ & = \bar{\mathbf{P}}_{01} \left[\tilde{\mathbf{s}}_{N0} \in \mathbf{S}_N, \tilde{\mathbf{l}}_{M0} \in \mathbf{L}_M \mid \Omega_{K0} \in \Psi_K; \bar{\mathbf{P}}_1 \right] \otimes \bar{\mathbf{P}}_{02} \left[\tilde{\mathbf{s}}_{N0} \in \mathbf{S}_N, \tilde{\mathbf{l}}_{M0} \in \mathbf{L}_M \mid \Omega_{K0} \in \Psi_K; \bar{\gamma}_0 \right], \end{aligned} \quad (4)$$

где $\bar{\mathbf{P}}_{01}[\dots]$ – функционал, заданный для определения интегральной вероятности мониторинга ИТС в виде свертки вероятностей правильного обнаружения и распознавания динамических состояний процессов информационного обмена при контролируемых значениях вероятностей ложных тревог при обнаружении и распознавании; $\bar{\mathbf{P}}_{02}[\dots]$ – функционал, характеризующий эффективность деструктивных воздействий в информационной области при регламентируемых потерях информации.

При несанкционированном доступе в информационную область функционалы $\bar{\mathbf{P}}_{01}[\dots]$ и $\bar{\mathbf{P}}_{02}[\dots]$, вычисленные при параметрах $\tilde{\mathbf{s}}_{N0} \in \mathbf{S}_N$ и $\tilde{\mathbf{l}}_{M0} \in \mathbf{L}_M$, представляет собой вероятности проявления ИТС во внешней среде. Вероятность, определяемая значением функционала $\bar{\mathbf{P}}_0[\dots]$ для параметров $\tilde{\mathbf{s}}_{N0} \in \mathbf{S}_N$ и $\tilde{\mathbf{l}}_{M0} \in \mathbf{L}_M$, представляет собой меру результативности проникновения деструктивного компонента в информационную область и его реализации, обуславливающей создание условий нарушения информационного обмена и снижения качества информационных услуг, предоставляемых абонентам ИТС.

Для вероятностей правильного доведения информации и проявления ИТС во внешней среде характерны однозначные взаимосвязи их значений с показателями пространственно-частотной избирательности передачи-приема информационных процессов. Поэтому критерий выбора параметров конструкций (1) с учетом (2) – (4) приобретает вид

$$\begin{aligned} & \left\{ \mathbf{s}_{N0} \in \mathbf{S}_N, \mathbf{l}_{M0} \in \mathbf{L}_M \mid \Omega_{K0} \in \Psi_K \right\} = \arg \max_{\substack{\mathbf{s}_{N0} \in \mathbf{S}_N, \\ \mathbf{l}_{M0} \in \mathbf{L}_M}} \rightarrow \\ & \rightarrow \hat{\mathbf{G}} \left(\mathbf{s}_{N0} \in \mathbf{S}_N, \mathbf{l}_{M0} \in \mathbf{L}_M \mid \Omega_{K0} \in \Psi_K \right) \left| \tilde{\mathbf{G}} \left(\tilde{\mathbf{s}}_{N0}, \tilde{\mathbf{l}}_{M0} \mid \Omega_{K0} \right) = \min_{\substack{\mathbf{s}_{N0} \in \mathbf{S}_N, \\ \mathbf{l}_{M0} \in \mathbf{L}_M}} \tilde{\mathbf{G}} \left(\mathbf{s}_{N0}, \mathbf{l}_{M0} \mid \Omega_{K0} \in \Psi_K \right) \right. \end{aligned} \quad (5)$$

где $\hat{\mathbf{G}}(\dots)$ – функционал, определяющий функции пространственно-частотной избирательности передачи-приема (пространственно-частотной селекции) информационных процессов в ИТС, согласно критерию (2), при ограничении на защищенность от деструктивных воздействий, устанавливаемой по критерию (3) значением функционала $\tilde{\mathbf{G}}(\dots)$.

Для ИТС, относящихся к классу радиосистем [3, 18] с информационными каналами в виде радиолиний (радионаправлений), функционалы $\hat{G}(\dots)$ и $\tilde{G}(\dots)$ определяются уравнениями для эффективных энергетических моментов передачи-приема волновых процессов в радиоканалах [19]. Эти уравнения позволяют найти пределы регулирования мощностей передатчиков и чувствительностей приемников, при которых достигаются изменения энергетических моментов радиоканалов, необходимые для установления требуемых уровней энергии информационных процессов и энергетического подавления деструктивных воздействий [18].

Из (5) следует, что для обеспечения безопасности и защиты информации в ИТС требуется произвести компромиссный выбор компонентов векторов, определяемых правилами (2) и (3). Параметры системы находятся в соответствии с минимаксным правилом, устанавливающим наименьшие риски обнаружения и распознавания процессов передачи-приема информации [7], достижимые за счет минимизации функционала $\tilde{G}(\dots)$, при эффективности выполнения задач информационного обмена, показатели которой устанавливаются по результатам максимизации функционала $\hat{G}(\dots)$.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведен анализ условий обеспечения безопасности и защиты информации в ИТС при сохранении штатных режимов информационного обмена и качества предоставления информационных услуг абонентам. Наиболее высокие показатели защищенности информации при наименьшей коррекции процессов информационного обмена могут быть достигнуты при использовании средств защиты, развертываемых в структуре ИТС с интеграцией их функций в информационные процессы. Определены функционально-логические взаимосвязи между показателями эффективности обслуживания абонентов и защищенности информации, выявлены закономерности изменения ресурсно-временных параметров процессов передачи-приема и обработки информации при достижении требуемой степени ее защищенности.

Обоснована стратегия обеспечения безопасности и защиты информации, направленная на достижение наименьших потерь целевых функций при требуемой степени скрытности ИТС от несанкционированного доступа к ее ресурсам и минимизации ущерба информационной области при деструктивных воздействиях. Показано, что информационный ресурс системы необходимо распределять по результатам оценивания рисков и установления приоритетов нейтрализации угроз в складывающихся условиях.

ЛИТЕРАТУРА

1. Давыдов А.Е., Максимов Р.В., Савицкий О.К. Защита и безопасность ведомственных интегрированных инфокоммуникационных систем. М.: Воентелеком, 2017. 536 с.
2. Павлов В.А., Пятунин А.Н., Сидоров Ю.В., Толстых Н.Н., Трофимов В.В. Метод оценки эффективности конфликтного функционирования информационной системы // Теория и техника радиосвязи. 2005. №1. С. 57–62.
3. Жидко Е.А., Разиньков С.Н., Тенячкин С.В., Прилепина Н.В. Критерий обеспечения безопасности и защиты информации в информационно-телекоммуникационной системе // Воздушно-космические силы. Теория и практика. 2022. № 24. С. 92-103.
4. Малюк А.А. Информационная безопасность. Концептуальные и методологические основы защиты информации. М.: Новое издание, 2003. 386 с.

5. Жидко Е.А., Попова Л.Г. Информационная безопасность: концепция, принципы, методология исследования. Воронеж: ВГАСУ, 2013. 183 с.
6. Жидко Е. А., Разиньков С. Н. Модель подсистемы безопасности и защиты информации системы связи и управления критически важного объекта // Системы управления, связи и безопасности. 2018. № 1. С. 122–135.
7. Хорошко В.А. Методы и средства защиты информации. М.: Юниор, 2003. 504 с.
8. Максимов Р.В., Павловский А.В., Стародубцев Ю.И. Защита информации от технических средств разведки в системах связи и автоматизации. СПб.: ВАС, 2007. 88 с.
9. Жидко Е.А. Научно-обоснованный подход к классификации угроз информационной безопасности // Информационные системы и технологии. 2015. № 1 (87). С. 132–139.
10. Разиньков С.Н., Жидко Е.А., Кушев С.С., Тенячкин С.В. Задачи и направления совершенствования защиты информационно-телекоммуникационных систем военного и двойного назначения от преднамеренных деструктивных воздействий // Воздушно-космические силы: теория и практика. 2021. № 17. С. 109–121.
11. Макаренко С.И. Информационное противоборство и радиоэлектронная борьба в сетцентрических войнах начала XXI века. СПб.: Научные технологии, 2017. 546 с.
12. Макаренко С.И. Модели системы связи в условиях преднамеренных дестабилизирующих воздействий и ведения разведки. СПб.: Научные технологии, 2020. 337 с.
13. Жидко Е.А., Разиньков С.Н. Организация подсистемы безопасности и защиты информации экологически опасного критически важного объекта // Вестник Воронежского института ГПС МЧС России. 2018. № 1 (26). С. 59–63.
14. Кочкаров А.А., Разиньков С.Н., Тимошенко А.В., Шевцов В.А. Комплексный метод управления информационными ресурсами безопасности телекоммуникационных систем авиационных комплексов мониторинга // Известия вузов. Авиационная техника. 2020. № 2. С. 158–166.
15. Меньшаков Ю.К. Теоретические основы технических разведок. М.: МГТУ имени Н.Э. Баумана, 2008. 536 с.
16. Жидко Е.А., Разиньков С.Н. Имитационное моделирование и анализ конфликтного компонента информационно-телекоммуникационной системы с управляемой структурой // Радиолокация, навигация, связь: сб. науч. ст. по материалам XXIV Международной научно-технической конференции (17-19 апреля 2018 г.). Воронеж: ВГУ, 2018. Т. 5. С. 327–334.
17. Толстых Н.Н., Марейченко И.В., Буянов С.В. Модель адаптивной системы защиты информации. Управление безопасностью // Теория и техника радиосвязи. 2004 № 2. С. 32–34.
18. Владимиров В.И., Владимиров И.В., Наметкин В.В. Информационные основы радиоэлектронного подавления цифровых каналов передачи информации систем радиосвязи. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2015. 296 с.
19. Разиньков С.Н. Спектральные энергетические уравнения передачи негармонических сигналов и их применение в сверхширокополосных радиосистемах // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011. Т 14. № 3. С. 12–17.

REFERENCES

1. Davydov A.E., Maksimov R.V., Savitsky O.K. Protection and security of departmental integrated infocommunication systems. Moscow: Voentelecom, 2017. 536 p.
2. Pavlov V.A., Pyatunin A.N., Sidorov Yu.V., Tolstykh N.N., Trofimov V.V. Method of evaluating the effectiveness of the conflict functioning of the information system // Theory and technology of radio communication. 2005. No. 1. pp. 57-62.

3. Zhidko E.A., Razinkov S.N., Tenyachkin S.V., Prilepina N.V. Criteria for ensuring the security and protection of information in the information and telecommunication system // Aerospace Forces. Theory and practice. 2022. No. 24. pp. 92-103.
4. Malyuk A.A. Information security. Conceptual and methodological foundations of information protection. M.: New edition, 2003. 386 p.
5. Zhidko E.A., Popova L.G. Information security: concept, principles, methodology of research. Voronezh: VGASU, 2013. 183 p.
6. Zhidko E. A., Razinkov S. N. Model of the subsystem of security and information protection of the communication and control system of a critical object // Control, communication and security systems. 2018. No. 1. pp. 122-135.
7. Khoroshko V.A. Methods and means of information protection. M.: Junior, 2003. 504 p.
8. Maksimov R.V., Pavlovsky A.V., Starodubtsev Yu.I. Protection of information from technical means of intelligence in communication and automation systems. St. Petersburg: VAS, 2007. 88 p.
9. Zhidko E.A. A scientifically grounded approach to the classification of threats to information security // Information systems and technologies. 2015. No. 1 (87). pp. 132-139.
10. Razinkov S.N., Zhidko E.A., Kushchev S.S., Tenyachkin S.V. Tasks and directions of improving the protection of military and dual-use information and telecommunication systems from deliberate destructive influences // Aerospace forces: theory and practice. 2021. No. 17. pp. 109-121.
11. Makarenko S.I. Information warfare and electronic warfare in network-centric wars of the beginning of the XXI century. St. Petersburg: Science-intensive technologies, 2017. 546 p.
12. Makarenko S.I. Models of the communication system in conditions of deliberate destabilizing influences and intelligence. St. Petersburg: Science-intensive technologies, 2020. 337 p.
13. Zhidko E.A., Razinkov S.N. Organization of the subsystem of security and information protection of an environmentally hazardous critical object // Bulletin of the Voronezh Institute of GPS of the Ministry of Emergency Situations of Russia. 2018. No. 1 (26). pp. 59-63.
14. Kochkarov A.A., Razinkov S.N., Timoshenko A.V., Shevtsov V.A. Complex method of management of information resources of security of telecommunication systems. aviation monitoring complexes // Izvestiya vuzov. Aviation equipment. 2020. No. 2. pp. 158-166.
15. Menshakov Yu.K. Theoretical foundations of technical intelligence. Moscow: Bauman Moscow State Technical University, 2008. 536 p.
16. Zhidko E.A., Razinkov S.N. Simulation modeling and analysis of the conflict component of an information and telecommunication system with a controlled structure // Radar, navigation, communication: collection of scientific articles based on the materials of the XXIV International Scientific and Technical Conference (April 17-19, 2018). Voronezh: VSU, 2018. Vol. 5. pp. 327-334.
17. Tolstykh N.N., Mareichenko I.V., Buyanov S.V. Model of adaptive information security system. Security Management // Theory and technology of radio communication. 2004 No. 2. pp. 32-34.
18. Vladimirov V.I., Vladimirov I.V., Nametkin V.V. Information bases of electronic suppression of digital channels of information transmission of radio communication systems. Voronezh: VUNTS VVS "VVA", 2015. 296 p.
19. Razinkov S.N. Spectral energy equations of transmission of inharmonic signals and their application in ultra-wideband radio systems // Physics of wave processes and radio engineering systems. 2011. T 14. No. 3. pp. 12-17.

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ УСТОЙЧИВОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ В УСЛОВИЯХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ

Д. А. Иванов¹, К. В. Яцук¹, М. В. Русяйкин²

¹Филиал Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия» в г. Челябинске (филиал ВУНЦ ВВС «ВВА»), Челябинск, Россия

²Военная академия связи (ВАС), Санкт-Петербург, Россия

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

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

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

D. A. Ivanov ¹, K. V. Yatsuk ¹, M. V. Rusyakin²

¹Branch of the Military Training and Scientific Center of the Air Force "Air Force Academy" in Chelyabinsk (branch of the VUNTS of the Air Force "VVA"), Chelyabinsk, Russia

²Military Academy of Communications (VAS), St. Petersburg, Russia

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

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

1. ВВЕДЕНИЕ

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

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

комплексное воздействие на РЭС через различные пути проникновения электромагнитной энергии.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

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

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

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

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

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

где \mathcal{E} – эффективность работы СРС; $Q(t)$ – качество системы.

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

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

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

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

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

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

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

Устойчивость СРС к ЭМИВБМ представлена на рис. 1.

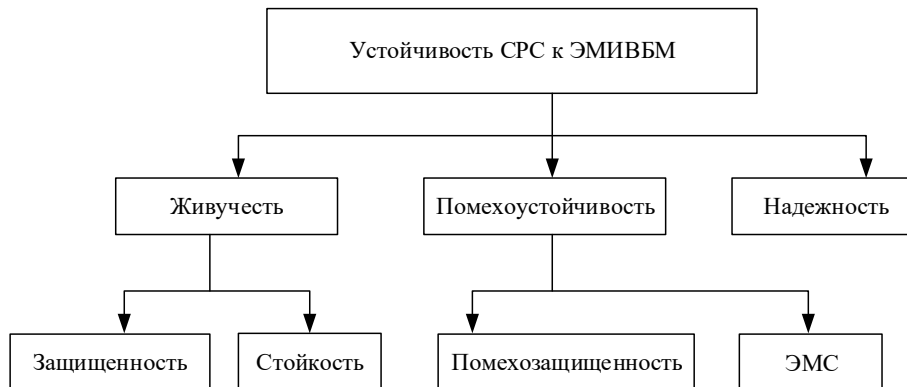


Рис. 1. Структура устойчивости СРС к ЭИВБМ.

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

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

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

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

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

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

$$S_i = \begin{cases} P_{Si}; \\ W_s \leq W_{кр}. \end{cases}, \quad (2)$$

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

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

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

где Θ – эффективность работы РЭС; $K_{жс}$ – коэффициент живучести радиолинии; $K_{пу}$ – коэффициент помехоустойчивости; $P_{эн}$ – вероятность безотказной работы (эксплуатационной надежности); $P_{п.р.}$ – вероятность потери работоспособности СРС.

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

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

Выражение обеспечения эффективности:

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

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

Система показателей устойчивости S_i строится в зависимости от уровней декомпозиции.

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

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

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

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

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

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

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

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

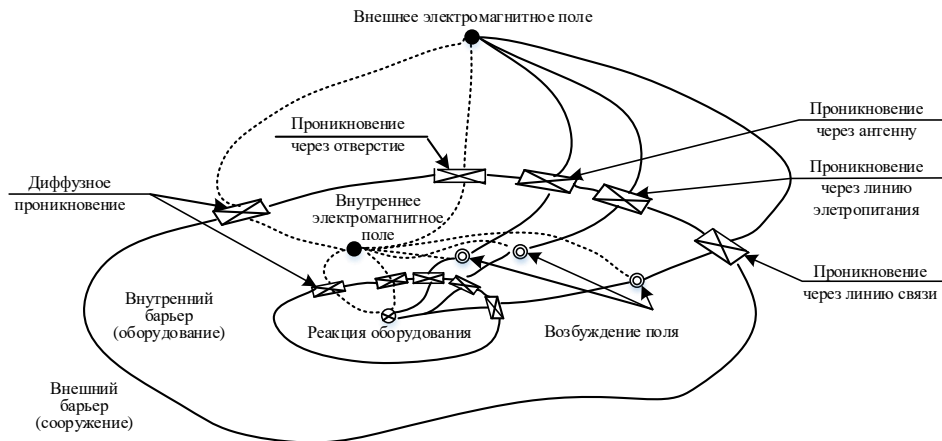


Рис. 2. Порты проникновения электромагнитных воздействий.

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

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

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

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

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

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

Оценка работоспособности СРС в условиях ЭМИВБМ должна содержать следующие операции:

подготовку начальных данных о ЭМИВБМ и основных характеристик РЭС;

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

определение отношения сигнал/шум в критических точках СРС;

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

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

$$W_{кр} \in (W_1; W_2...W_n), \quad (5)$$

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

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

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

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

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

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

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

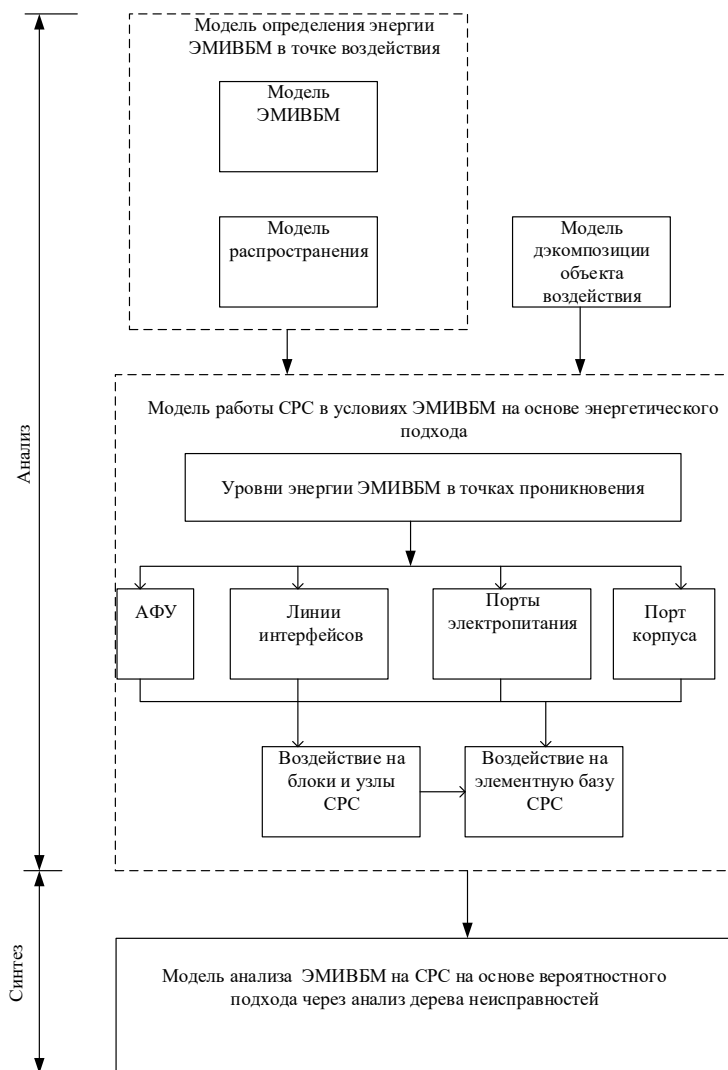


Рис. 3. Модель воздействия электромагнитных импульсных излучений большой мощности на средства радиосвязи УКВ-диапазона.

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

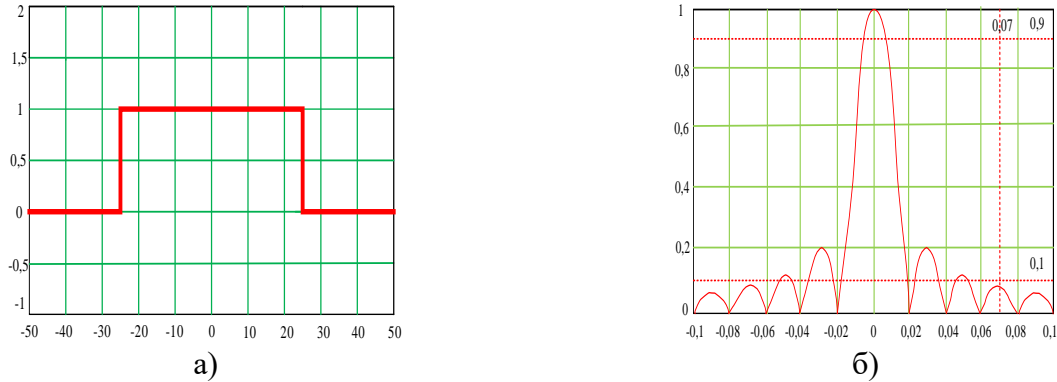


Рис. 4. Временная и спектральная характеристика прямоугольного импульса (а – временная характеристика; б – спектральная характеристика)

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

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

где $P_{\text{изл}}$ – мощность излучения; D_1 – КНД передающей антенны; p – коэффициент согласования; F – множитель ослабления, в зависимости от распространения.

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

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

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

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

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

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

возможность учитывать неисправности общего случая, вызванные одиночной электромагнитной помехой;

возможность учитывать изменяющиеся во времени события и неисправности; при анализе дерева неисправностей может быть применены вероятностные методы.

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

Для каждого режима устанавливать собственные показатели стойкости S_i .

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

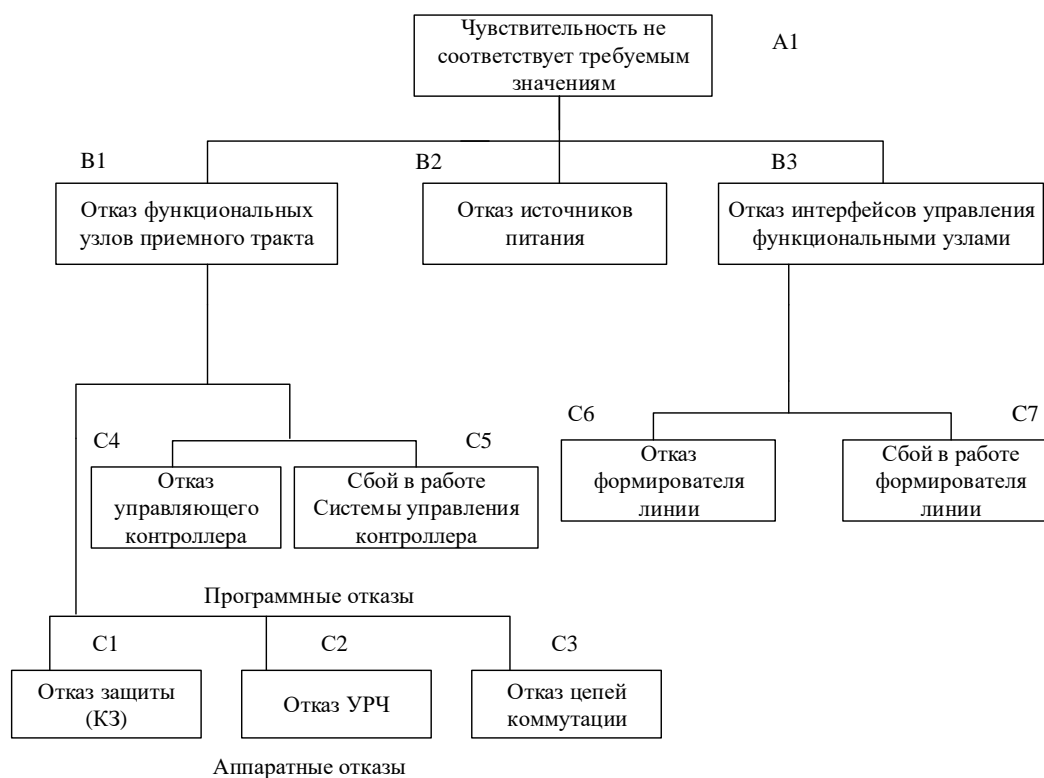


Рис. 5. Анализ неисправностей СРС при ухудшении чувствительности

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

Результирующая вероятность отказа определяется по формулам:

$$P_{A1} = 1 - (1 - P_{V1})(1 - P_{V2})(1 - P_{V3}), \quad (8)$$

$$P_{V1} = 1 - (1 - P_{C1})(1 - P_{C2})(1 - P_{C3})(1 - P_{C4})(1 - P_{C5}), \quad (9)$$

$$P_{V3} = 1 - (1 - P_{C6})(1 - P_{C7}). \quad (10)$$

где: P – вероятность отказа для каждого уровня неисправности.

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

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

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

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

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

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

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

ЛИТЕРАТУРА

1. Максимов М.В., М. Бобнев М.П., Кривицкий Б.Х. Защита от радиопомех. Москва: Советское радио, 1976. 495 с.
2. Радзивский В.Г. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии. Москва: Радиотехника, 2006. 424 с.
3. Добыкин В.Д. Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем. Москва: Вузовская книга, 2007, 468 с.
4. Гапоненко Н.И., Горбань А.М., Горожанин Д.В. Формирование интенсивных электромагнитных импульсов, излучаемых при прямом возбуждении изолированной штыревой антенны короткоимпульсным сильноточным РЭП // Физика плазмы. 2000. Т.26. № 4. С. 1-3.
5. Азаркевич Е.И. Генерация импульсного СВЧ излучения с помощью энергии химических взрывчатых веществ // Доклады Академии наук СССР. 1991. Т. 319. № 2. С. 352-355.
6. Багрецов С.А., Лаута О.С., Михаил И.И., Иванов Д.А. Методика обоснования рационального количества резервных каналов связи в информационно-телекоммуникационной сети // Электросвязь. 2020. № 8. С. 31-38.
7. Иванов Д.А., Мамай А.В., Спицын О.Л., Карасев И.В. Подход к обоснованию структуры воздействия таргетированной кибернетической атаки на информационно-телекоммуникационную сеть // Информационные технологии и системы: управление, экономика, транспорт, право. 2019. № 2 (34). С. 107-110.
8. Гудков М.А., Лаута О.С., Иванов Д.А., Соловьев Д.В. Применение методов искусственного интеллекта в задачах обеспечения информационной безопасности // Современные информационные технологии. 2018. С. 162.
9. Коцыняк М.А., Лаута О.С., Иванов Д.А., Лукина О.М. Методика оценки эффективности защиты информационно-телекоммуникационной сети в условиях таргетированных кибернетических атак // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму 2018. № 11-12 (125-126) С. 71-79.

REFERENCES

1. Maksimov M.V., M. Bobnev M.P., Krivitsky B.H. Protection from radio interference. Moscow: Sovetskoe Radio, 1976. 495 p.

2. Radzivsky V.G. Modern electronic warfare. Questions of methodology. Moscow: Radio Engineering, 2006. 424 p.
3. Dobykin V.D. Electronic warfare. Forceful defeat of radio-electronic systems. Moscow: University Book, 2007, 468 p.
4. Gaponenko N.I., Gorban A.M., Gorozhanin D.V. Formation of intense electromagnetic pulses emitted during direct excitation of an isolated pin antenna by a short-pulse high-current RAP // Plasma Physics. 2000. Vol.26. No. 4. pp. 1-3.
5. Azarkevich E.I. Generation of pulsed microwave radiation using the energy of chemical explosives // Reports of the Academy of Sciences of the USSR. 1991. Vol. 319. No. 2. pp. 352-355.
6. Bagretsov S.A., Lauta O.S., Mikhail I.I., Ivanov D.A. Methodology for substantiating the rational number of backup communication channels in information and communication technologytelecommunications network // Telecommunication. 2020. No. 8. pp. 31-38.
7. Ivanov D.A., Mamai A.V., Spitsyn O.L., Karasev I.V. An approach to substantiating the structure of the impact of a targeted cybernetic attack on an information and telecommunications network // Information technologies and systems: management, economics, transport, law. 2019. No. 2 (34). pp. 107-110.
8. Gudkov M.A., Lauta O.S., Ivanov D.A., Solovyov D.V. Application of artificial intelligence methods in information security tasks // Modern information technologies. 2018. p. 162.
9. Kotsynyak M.A., Lauta O.S., Ivanov D.A., Lukina O.M. Methodology for evaluating the effectiveness of information and telecommunication network protection in conditions of targeted cyber attacks // Questions of defense technology. Series 16: Technical means of countering Terrorism 2018. No. 11-12 (125-126) pp. 71-79.

ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАЗИПРАВДОПОДОБНОЙ ОЦЕНКИ АМПЛИТУДЫ РАДИОСИГНАЛА ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ С НЕИЗВЕСТНОЙ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ И НЕИЗВЕСТНЫМИ МОМЕНТАМИ ПОЯВЛЕНИЯ И ИСЧЕЗНОВЕНИЯ

Ю. Э. Корчагин¹, М. В. Трифонов¹

¹Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Синтезированы квазиправдоподобные алгоритмы оценки амплитуды радиосигнала произвольной формы с неизвестной начальной фазой и неизвестными моментами появления и исчезновения. Найдены характеристики синтезированных алгоритмов и выполнено сравнение в точности оценок амплитуды.

Ключевые слова: оценка амплитуды, неизвестные моменты появления и исчезновения, неизвестная фаза, характеристики оценок амплитуды радиосигнала.

CHARACTERISTICS OF QUAZILIKELIHOOD AMPLITUDE ESTIMATION RADIO SIGNAL ARBITRARY SHAPE WITH UNKNOWN PHASE AND MOMENTS OF APPEARANCE AND DISAPPEARANCE

Yu. E. Korchagin¹, M.V. Trifonov¹

¹Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. Quazilikelihood algorithms for estimation of amplitude radio signal arbitrary shape with unknown initial phase and unknown moments of appearance and disappearance are synthesized. Characteristics of the synthesized algorithms are found. The comparison of the accuracy of estimates of the amplitude.

Keywords: estimation of amplitude, unknown moments of appearance and disappearance, unknown phase, amplitude estimation characteristics.

1. ВВЕДЕНИЕ

Задача оценки амплитуды сигнала, наблюдаемого на фоне шума, всё еще не утратила актуальности для многих практических приложений радиоэлектроники, была рассмотрена в ряде работ [1 - 6]. В [4] решена задача оценки амплитуды для видеоимпульса произвольной формы, в работе [5] рассматривались задачи оценки амплитуды радиоимпульса прямоугольной формы с неизвестными моментами появления и исчезновения, а также неизвестной начальной фазой. Однако на практике, как правило, используются радиосигналы, имеющую форму огибающей, отличную от прямоугольной. В данной работе выполнен синтез и анализ квазиправдоподобного и некогерентного квазиправдоподобного алгоритма оценки амплитуды радиосигнала произвольной формы огибающей с неизвестными моментами появления и исчезновения, а также неизвестной начальной фазой.

Постановка задачи следующая: на вход приемного устройства поступает смесь полезного радиосигнала

$$s(t, a, \varphi, \theta_1, \theta_2) = \begin{cases} af(t) \cos(\omega t - \varphi), & \theta_1 \leq t \leq \theta_2, \\ 0, & t < \theta_1, t > \theta_2 \end{cases} \quad (1)$$

и гауссовского белого шума с односторонней спектральной плотностью. В выражении (1) и в дальнейшем a_0 , φ_0 , θ_{01} и θ_{02} обозначают истинные значения неизвестных амплитуды, начальной фазы и моментов появления и исчезновения принимаемого радиосигнала соответственно. Для сигнала (1) выполняется условие узкополосности, т.е. $\omega \ll \omega_c$, при этом частота ω предполагается известной. Форма огибающей полезного радиосигнала описывается функцией $f(t)$. Введём следующее условие для моментов появления и исчезновения

$$\theta_i \in [\theta_{i \min}, \theta_{i \max}], i = 1, 2, \theta_{1 \max} < \theta_{2 \min}, \quad (2)$$

которое означает, что сигнал (1) не может исчезнуть раньше, чем он появился. Итак, по входной реализации требуется сформировать оценку амплитуды полезного радиоимпульса (1).

2. КВАЗИПРАВДОПОДОБНЫЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ

Для синтеза алгоритма оценки воспользуемся методом максимального правдоподобия [1-3], в результате логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОР) будет зависеть от четырех неизвестных параметров

$$L(a, \varphi, \theta_1, \theta_2) = \frac{2a}{N_0} \int_{\theta_1}^{\theta_2} [\xi(t) - af(t) \cos(\omega t - \varphi)/2] f(t) \cos(\omega t - \varphi) dt. \quad (3)$$

Выполним максимизацию (3) по амплитуде при фиксированных остальных параметрах, аналогично работе [4]. В результате получаем

$$a = a(\varphi, \theta_1, \theta_2) = 2 \int_{\theta_1}^{\theta_2} \xi(t) f(t) \cos(\omega t - \varphi) dt \Big/ \int_{\theta_1}^{\theta_2} f^2(t) dt. \quad (4)$$

Здесь и далее в силу узкополосности радиосигнала, отброшены интегралы от функций, осциллирующих с удвоенной частотой 2ω . Видно, что в выражении (3) имеется параметрическая неопределенность относительно величин $\varphi, \theta_1, \theta_2$. Для преодоления этой неопределенности аналогично [6] применим квазиправдоподобный (КП) алгоритм. Таким образом, приемник формирует КП оценку амплитуды (4) для некоторых ожидаемых значений начальной фазы и моментов появления и исчезновения, которые отмечены звездочками

$$a^* = a(\varphi^*, \theta_1^*, \theta_2^*) = 2 \int_{\theta_1^*}^{\theta_2^*} \xi(t) f(t) \cos(\omega t - \varphi^*) dt \Big/ \int_{\theta_1^*}^{\theta_2^*} f^2(t) dt. \quad (5)$$

Перейдем к расчету характеристик КП оценки. КП оценка a^* представляет собой гауссовскую случайную величину, так как она является линейным преобразованием гауссовского случайного процесса (входная реализация), поэтому, подставив в (5) полезный сигнал (1) и выполнив усреднение, получаем выражения для условного смещения, дисперсии и рассеяния КП оценки (5)

$$b(a^* | a_0) = \langle a^* - a_0 \rangle = a_0 \left[\frac{\int_{\max(\theta_{01}, \theta_1^*)}^{\min(\theta_{02}, \theta_2^*)} f^2(t) dt}{\int_{\theta_1^*}^{\theta_2^*} f^2(t) dt} \cos(\Delta\varphi) - 1 \right], \quad (6)$$

$$D(a^* | a_0) = \left\langle \left(a^* - \langle a^* \rangle \right)^2 \right\rangle = \frac{N_0}{\int_{\theta_1^*}^{\theta_2^*} f^2(t) dt}, \quad (7)$$

$$V(a^* | a_0) = \left\langle \left(a^* - a_0 \right)^2 \right\rangle = a_0^2 \left[\frac{\int_{\theta_1^*}^{\min(\theta_{02}, \theta_2^*)} f^2(t) dt}{\int_{\theta_1^*}^{\max(\theta_{01}, \theta_1^*)} f^2(t) dt} \cos(\Delta\varphi) - 1 \right]^2 + \frac{N_0}{\int_{\theta_1^*}^{\theta_2^*} f^2(t) dt}. \quad (8)$$

Здесь $\Delta\varphi = \varphi^* - \varphi_0$ — расстройка начальной фазы.

Если ожидаемые начальная фаза и моменты появления и исчезновения равны их истинными значениями $\varphi^* = \varphi_0$, $\theta_1^* = \theta_{01}$, $\theta_2^* = \theta_{02}$, то КП оценка амплитуды (5) будет совпадать с МП оценкой амплитуды при известных начальной фазе и моментах появления и исчезновения

$$a_{0m} = a(\varphi_0, \theta_{01}, \theta_{02}) \quad (9)$$

Смещение и рассеяние для оценки (9) найдены в [...]

$$b(a_{0m} | a_0) = \langle a_{0m} - a_0 \rangle = 0, \quad V(a_{0m} | a_0) = \left\langle \left(a_{0m} - a_0 \right)^2 \right\rangle = \frac{N_0}{\int_{\theta_{01}}^{\theta_{02}} f^2(t) dt}, \quad (10)$$

что совпадает (6) и (8) при $\varphi^* = \varphi_0$, $\theta_1^* = \theta_{01}$ и $\theta_2^* = \theta_{02}$.

Если ожидаемые моменты появления и исчезновения будут отличаться от своих истинных значений, то КП оценка может быть смещённой. Согласно (6) КП оценка амплитуды будет несмещённой в том случае, когда длительность опорного сигнала будет меньше длительности принимаемого сигнала, то есть выполнится условие $\theta_1^* \geq \theta_{01}$ и $\theta_2^* \leq \theta_{02}$, а расстройка начальной фазы будет кратной π : $\varphi^* = \varphi_0 \pm \pi n$, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Введем в рассмотрение величину

$$\chi = V(a^* | a_0) / V(a_{0m} | a_0), \quad (11)$$

которая характеризует увеличение рассеяния квазиравдоподобной оценки амплитуды по отношению к максимально правдоподобной оценкой при известных моментах появления и исчезновения, а также начальной фазе.

В качестве примера возьмем радиосигнал, у которого форма огибающей имеет вид

$$f(t) = \frac{1 + b \frac{t - \theta}{T_{\max}}}{\sqrt{1 + b^2/12}}. \quad (12)$$

Обозначим

$$\zeta = b(a^* | a_0) / a_0 \quad (13)$$

В выражении (12) и далее b является параметром, который характеризует степень наклона вершины, а θ — серединой временного отрезка $[\theta_{1\min}, \theta_{2\max}]$. На рис. 1 приведены зависимости нормированного смещения (13) от расстройки момента

исчезновения δ_2 при расстройке момента появления $\delta_1 = 0$ и различных расстройках начальной фазы. Сплошная кривая соответствует расстройке $\Delta\varphi = 0$, штриховая — $\Delta\varphi = \pm\pi/8$, штрих-пунктирная — $\Delta\varphi = \pm\pi/6$, пунктирная — $\Delta\varphi = \pm\pi/4$.

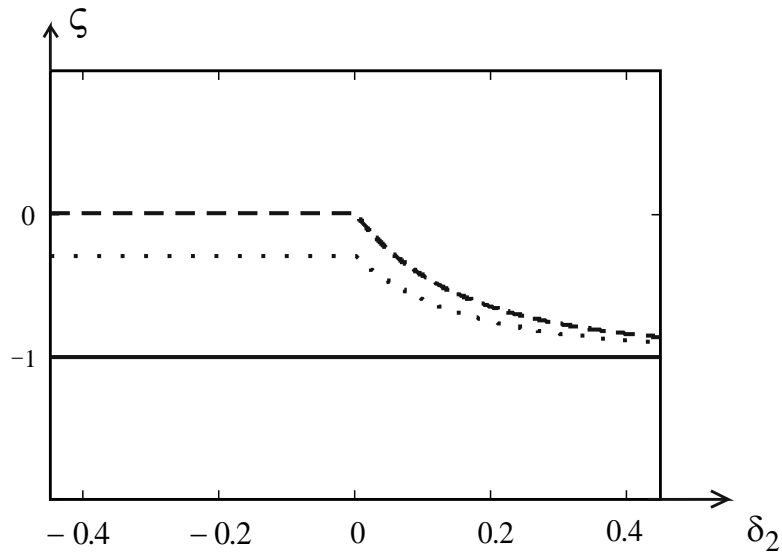


Рис. 1. Нормированное смещение.

На рис. 2 показаны зависимости проигрыша (11) в точности КП оценки от расстройки момента исчезновения δ_2 при расстройках $\Delta\varphi = 0$, $\delta_1 = 0$ и различных значениях отношения сигнал/шум (ОСШ): $z_0 = 1$ (сплошная кривая), $z_0 = 3$ (штриховая кривая), $z_0 = 5$ (штрих-пунктирная кривая), $z_0 = 10$ (пунктирная кривая).

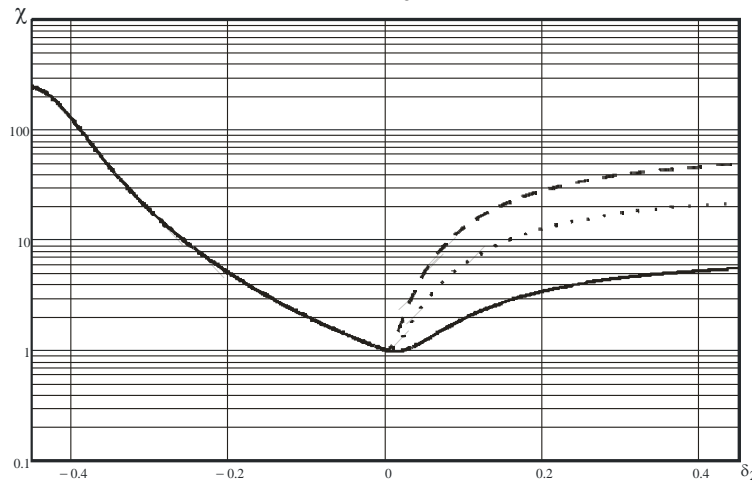


Рис. 2. Проигрыш в точности оценки при различных ОСШ.

На рис. 3 построены зависимости проигрыша (11) в точности КП оценки 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 [4] для модели видеоимпульса произвольной формы.

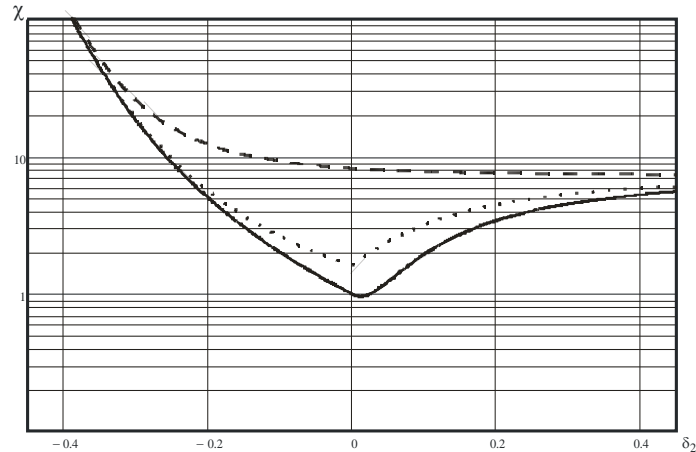


Рис. 3. Проигрыш в точности оценки при различных расстройках начальной фазы.

Аналогичные зависимости нормированного смещения ζ и проигрыша χ от расстройки момента появления δ_1 можно получить из рис. 2–3 отражением кривых относительно оси ординат. Как видно из рис. 2–3, если длительность ожидаемого радиосигнала будет меньше длительности принятого радиосигнала, то величина проигрыша (11) не будет зависеть от ОСШ. При этом следует отметить, что наличие отклонения ожидаемых значений моментов появления и исчезновения от своих истинных значений снизит качество оценки амплитуды.

3. НЕКОГЕРЕНТНЫЙ КВАЗИПРАВДОПОДОБНЫЙ АЛГОРИТМ

Для повышения точности оценки амплитуды применим КП алгоритм оценки с адаптацией по начальной фазе — некогерентный КП алгоритм. В этом случае оценка амплитуды совпадает с положением максимума логарифма ФОП (3), в котором вместо неизвестной начальной фазы использована её КП оценка, что равносильно максимизации логарифма ФОП (3) по переменной φ . Тогда для некогерентной КП оценки амплитуды можно записать

$$a_{\varphi}^* = \arg \sup L_{\varphi}(a, \theta_1^*, \theta_2^*), \quad L_{\varphi}(a, \theta_1, \theta_2) = \sup_{\varphi} L(a, \varphi, \theta_1, \theta_2). \quad (14)$$

Максимизацию логарифма ФОП (3) по переменной φ можно выполнить аналитически. Для этого подставим радиосигнал (2) в выражение (3) и представим логарифм ФОП в виде

$$L(a, \varphi, \theta_1, \theta_2) = \frac{2a}{N_0} X(\theta_1, \theta_2) \cos \varphi + \frac{2a}{N_0} Y(\theta_1, \theta_2) \sin \varphi - \frac{a^2}{2N_0} \int_{\theta_1}^{\theta_2} f^2(t) dt, \quad (15)$$

где обозначено

$$X(\theta_1, \theta_2) = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \xi(t) f(t) \cos(\omega t) dt, \quad Y(\theta_1, \theta_2) = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \xi(t) f(t) \sin(\omega t) dt. \quad (16)$$

Выполняя максимизацию решающей статистики (15) по переменной φ , получаем

$$L(a, \theta_1, \theta_2) = \sup_{\varphi} L(a, \varphi, \theta_1, \theta_2) = \frac{2a}{N_0} R(\theta_1, \theta_2) - \frac{a^2}{2N_0} \int_{\theta_1}^{\theta_2} f^2(t) dt, \quad (17)$$

где обозначено

$$R(\theta_1, \theta_2) = \sqrt{X^2(\theta_1, \theta_2) + Y^2(\theta_1, \theta_2)}. \quad (18)$$

Оценка (14) может быть найдена аналитически. Для этого приравняем производную функции (17) по a нулю и, решив полученное уравнение, находим

$$a_\varphi^* = 2R(\theta_1^*, \theta_2^*) / \int_{\theta_1^*}^{\theta_2^*} f^2(t) dt \quad (19)$$

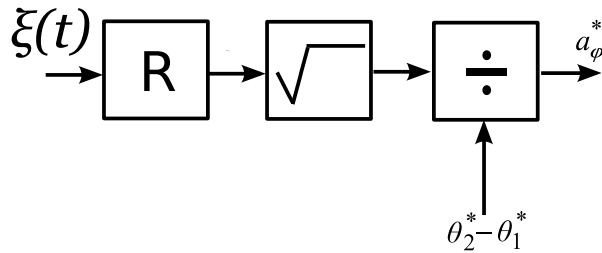


Рис. 4. Блок-схема некогерентного КП измерителя амплитуды.

На рис. 4 показана блок-схема некогерентного КП измерителя амплитуды, где блок R является формирователем квадрата огибающей.

Для анализа некогерентного КП алгоритма оценки амплитуды рассмотрим случайные поля (16). Проведя с ними несложные преобразования, имеем

$$X(\theta_1, \theta_2) = a_0 S_\varphi(\theta_1, \theta_2) \cos \varphi_0 + N_c(\theta_1, \theta_2), \quad (20)$$

$$Y(\theta_1, \theta_2) = a_0 S_\varphi(\theta_1, \theta_2) \sin \varphi_0 + N_s(\theta_1, \theta_2), \quad (21)$$

где

$$N_c(\theta_1, \theta_2) = \int_{\theta_1}^{\theta_2} n(t) f(t) \cos(\omega t) dt, \quad N_s(\theta_1, \theta_2) = \int_{\theta_1}^{\theta_2} n(t) f(t) \sin(\omega t) dt, \quad (22)$$

$$S_\varphi(\theta_1, \theta_2) = \frac{1}{2} \int_{\max(\theta_1, \theta_{01})}^{\min(\theta_2, \theta_{02})} f^2(t) dt. \quad (23)$$

Шумовые составляющие (22) являются линейными преобразованиями гауссовского случайного процесса, и из-за этого они тоже гауссовские с нулевыми математическими ожиданиями и следующими корреляционными функциями:

$$\langle N_c(\theta_{11}, \theta_{21}) N_c(\theta_{12}, \theta_{22}) \rangle = \frac{N_0}{4} \int_{\max(\theta_{11}, \theta_{12})}^{\min(\theta_{21}, \theta_{22})} f^2(t) dt, \quad (24)$$

$$\langle N_s(\theta_{11}, \theta_{21}) N_s(\theta_{12}, \theta_{22}) \rangle = \frac{N_0}{4} \int_{\max(\theta_{11}, \theta_{12})}^{\min(\theta_{21}, \theta_{22})} f^2(t) dt. \quad (25)$$

Подставив (20), (21) в (19) при $\theta_1 = \theta_1^*$, $\theta_2 = \theta_2^*$, и, проведя несложные преобразования, получаем выражение для некогерентной КП оценки амплитуды

$$a_{\varphi}^* = a_0 \sqrt{\left[\frac{2S_{\varphi}(\theta_1^*, \theta_2^*)}{\int_{\theta_1^*}^{\theta_2^*} f^2(t) dt} \cos \varphi_0 + \varepsilon \frac{\eta_c}{\sqrt{1+d_1+d_2}} \right]^2 + \left[\frac{2S_{\varphi}(\theta_1^*, \theta_2^*)}{\int_{\theta_1^*}^{\theta_2^*} f^2(t) dt} \sin \varphi_0 + \varepsilon \frac{\eta_s}{\sqrt{1+d_1+d_2}} \right]^2}, \quad (26)$$

где

$$\eta_c = 2N_c(\theta_1^*, \theta_2^*) / \sqrt{N_0 \int_{\theta_1^*}^{\theta_2^*} f^2(t) dt}, \quad \eta_s = 2N_s(\theta_1^*, \theta_2^*) / \sqrt{N_0 \int_{\theta_1^*}^{\theta_2^*} f^2(t) dt}. \quad (27)$$

$$\varepsilon = 1/z_0, \quad z_0^2 = a_0^2 \int_{\theta_{01}}^{\theta_{02}} f^2(t) dt / N_0, \quad (28)$$

$$d_1 = a_0^2 \int_{\theta_1^*}^{\theta_{01}} f^2(t) dt / z_0^2 N_0, \quad d_2 = a_0^2 \int_{\theta_{02}}^{\theta_2^*} f^2(t) dt / z_0^2 N_0. \quad (29)$$

Далее положим, что ОСШ z_0 достаточно велико, а отсюда ε мала. Разложив выражение (26) в ряд по степеням ε и отбросив члены, которые имеют порядок малости менее ε^2 , получим

$$a_{\varphi}^* = a_0 \left(\frac{\int_{\max(\theta_1^*, \theta_{01})}^{\min(\theta_2^*, \theta_{02})} f^2(t) dt}{\int_{\theta_1^*}^{\theta_2^*} f^2(t) dt} + \varepsilon \frac{\eta_c \cos \varphi_0}{\sqrt{1+d_1+d_2}} + \varepsilon \frac{\eta_s \sin \varphi_0}{\sqrt{1+d_1+d_2}} \right). \quad (30)$$

Выполняя усреднение величины (30), находим асимптотически точные выражения для смещения и рассеяния некогерентной КП оценки

$$b(a_{\varphi}^* | a_0) = \langle a_{\varphi}^* - a_0 \rangle = a_0 \left[\left(\frac{\int_{\max(\theta_{01}, \theta_1^*)}^{\min(\theta_{02}, \theta_2^*)} f^2(t) dt}{\int_{\theta_1^*}^{\theta_2^*} f^2(t) dt} \right) - 1 \right], \quad (31)$$

$$V(a_{\varphi}^* | a_0) = \langle (a_{\varphi}^* - a_0)^2 \rangle = a_0^2 \left[\frac{\int_{\max(\theta_{01}, \theta_1^*)}^{\min(\theta_{02}, \theta_2^*)} f^2(t) dt}{\int_{\theta_1^*}^{\theta_2^*} f^2(t) dt} - 1 \right]^2 + \frac{N_0}{\int_{\theta_1^*}^{\theta_2^*} f^2(t) dt}. \quad (32)$$

Следует учесть, что выражения (31) и (32) совпадают со смещением (6) и рассеянием (8) КП оценки (5) при $\Delta\varphi = 0$. Следовательно, сплошная кривая на рис. 1 соответствует зависимости смещения некогерентной оценки, а сплошные кривые на рис.

2, 3— проигрышам в точности квазикогерентной оценки (19) вследствие априорного незнание моментов появления и исчезновения по сравнению оценкой МП (9).

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты синтеза и анализа квазиправдоподобного алгоритма оценки амплитуды радиоимпульса произвольной формы с неизвестной начальной фазой и неизвестными моментами появления и исчезновения позволяют сделать обоснованный выбор необходимого алгоритма оценки в зависимости от имеющейся априорной информации о моментах появления и исчезновения сигнала, а также и начальной фазе, в зависимости от требований, предъявляемых к простоте алгоритма и от требований к точности оценки.

5. 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. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. - 319с.
2. Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов Радио, 1978. - 296 с.
3. Трифонов А. П., Шинаков Ю. С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. М.: Радио и связь, 1986. - 267с.
4. Трифонов А. П., Корчагин Ю.Э., Кондратович П.А., Трифонов М.В., Зимовец К.А. Характеристики оценок амплитуды сигнала с неизвестными моментами появления и исчезновения // Нелинейный мир. 2013. №3.С. 208-220
5. Трифонов А. П., Корчагин Ю.Э., Беспалова М.Б., Трифонов М.В. Оценка амплитуды узкополосного прямоугольного радиоимпульса с неизвестными начальной фазой и моментами появления и исчезновения // Радиотехника. 2017. №1.С. 71-78
6. Мудров В.И., Кушко В.Л. Методы обработки измерений. Квазиправдоподобные оценки. М.: Радио и связь, 1983. - 304с.

REFERENCES

1. Tihonov V. I. Optimal signal reception. M.: Radio and communications, 1983. – 319p.
2. Kulikov, E. I., Trifonov, A. P., Estimation of signals parameters against the background noise. M.: Sov. Radio, 1978. – 296 p.
3. Trifonov A. P., Shinakov Yu. S. Joint discrimination of signals and evaluation of their parameters against the background of interference. M.: Radio and communications, 1986. – 267p.
4. Trifonov A. P., Korchagin Yu.E., Kondratovich P.A., Trifonov M.V., Zimovez K.A. Characteristics of estimates of signal amplitude with unknown moments of appearance and disappearance // A non-linear world. 2013. №3. p. 208-220.
5. Trifonov A. P., Korchagin Yu.E., Bepalova M.B., Trifonov M.V. Estimation of the amplitude of a narrow-band rectangular radio pulse with unknown initial phase and moments of appearance and disappearance // Radio engineering. 2017. №1. p.71-78.
6. Mudrov V.I., Kushko V.L. Measurement processing methods. Quasi- likelihood estimations. M.: Radio and communications, 1983. – 304 p.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ЗАЩИТЫ АКУСТИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ С ПОМОЩЬЮ РЕЧЕПОДОБНОЙ ПОМЕХИ

С. А. Иванушкин¹, О. В. Годовых¹, С. А. Вызулин¹, И. М. Антоненко¹

¹Краснодарское высшее военное орденов Жукова и Октябрьской Революции Краснознаменное училище имени генерала армии С.М.Штеменко (КВВУ), Краснодар, Российская Федерация

Аннотация. Описана методика проведения эксперимента оценки уровня защищенности акустической информации при использовании речеподобной помехи. На основе методики разработан экспериментальный стенд для оценки защищённости речевой информации.

Ключевые слова: эффективность защиты информации, речеподобная помеха, акустическая защита информации, экспериментальный стенд.

EXPERIMENTAL EVALUATION OF THE EFFECTIVENESS OF ACOUSTIC INFORMATION PROTECTION WITH SPEECH-LIKE NOISE

S. A. Ivanushkin¹, O. V. Godovykh¹, S. A. Vizulin¹, I. M. Antonenko¹

¹Krasnodar Higher Military Orders of Zhukov and the October Revolution Red Banner School named after Army General S.M.Shtemenko (KHMS), Krasnodar, Russian Federation

Abstract. Describes the methodology of the experiment to assess the level of voice information security when using speech-like noise. Based on the methodology, an experimental bench for assessing the security of voice information has been developed.

Keywords: effectiveness of information security, speech-like noise, acoustic information security, experimental stand.

1. ВВЕДЕНИЕ

Постоянное развитие средств разведки предъявляет повышенные требования к методам защиты информации. Акустическая разведка является одним из наиболее эффективных средств получения закрытой информации. Защита акустической речевой информации является одной из важнейших задач по обеспечению безопасности информации.

Методы защиты информации делятся на пассивные и активные [1]. Пассивные методы заключаются в проведении специальных технологических мероприятий на этапе создания защищаемых помещений. Активные методы основаны на использовании генераторов акустических помех.

Для создания акустических помех используются широкополосные генераторы шума, которые должны формировать сигналы в полосе частот речевого сигнала. В современных системах акустической маскировки наиболее широко применяются следующие виды шумовых сигналов [2, 3, 4]:

«белый» шум – шумовая помеха, обеспечивающая непрерывный беспорядочный шум, равномерно распределенный на всей полосе частот;

речеподобная помеха – шумовая помеха, соответствующая по своим характеристикам речевому сигналу, генерируемая с целью обеспечения защиты информации.

Целью эксперимента является поиск оптимального отношения «информативный сигнал/помеха», при котором достигается необходимый уровень защиты информации.

2. МЕТОД ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТА

Для определения эффективности той или иной помехи необходимо оценить уровень разборчивости речи до и после применения помехи. Разборчивостью является относительное или процентное количество правильно принятых элементов речи из общего количества воспроизведенных элементов. Выполнить оценку разборчивости речи позволяет метод артикуляции [5]. Он заключается в том, что перед началом измерений в испытуемом канале создаются нормальные акустические условия (уровни шумов). Участвуют несколько auditors, а диктор вместо обычного текста читает специально составленные таблицы слогов (артикуляционные таблицы).

Аудиторы записывают услышанное и по окончании сеанса передачи сверяют свои таблицы с дикторскими. Отношение правильно услышанных слогов к их общему числу и есть оценка разборчивости речи, которая выражается в процентах либо в долях единицы.

Так как в качестве элементов речи применяют звуки, слоги, слова и фразы, то имеет место звуковая, слоговая, словесная и фразовая разборчивость. Все они при испытании одной и той же системы будут выражаться разными численными величинами, так как процент правильных оценок для предвиденного сообщения всегда выше, чем для непредвиденного, степень же предвидения при прослушивании фразы выше, чем при прослушивании отдельных слов или слогов.

Для повышения достоверности эксперимента диктор будет формировать аудиозапись, проигрываемую на ПЭВМ, а слушателей заменит измерительный микрофон позволяющий осуществить запись аудиосигнала шумовой помехи и информационного акустического сигнала. В ходе оценки разборчивости речи экспериментатор сможет дополнительно оценить влияние помехи на информационный сигнал и возможность выделения информации исходного информационного сигнала из записи.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЙ СТЕНД ДЛЯ ОЦЕНКИ ЗАЩИЩЁННОСТИ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ

На рисунке 1 представлена схема экспериментального стенда.

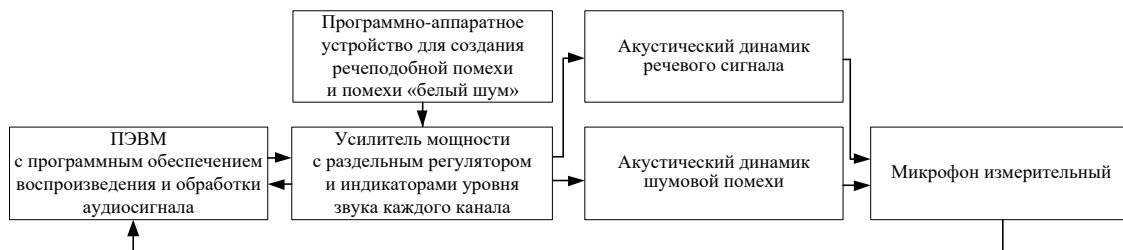


Рис. 1. Схема экспериментального стенда

В качестве помех в программно-аппаратное устройство для создания речеподобной помехи и помехи «белый шум» могут быть использованы помеха типа «белый шум», речеподобная помеха и их смесь. Программное обеспечение для создания

речеподобной помехи создает речеподобную помеху из записанной ранее аудиозаписи с целью её последующего вывода в усилитель.

Пассивный акустический динамик шумовой помехи предназначен для воспроизведения помехи программно-аппаратного устройства полученного с выхода одного канала усилителя мощности.

Акустический динамик речевого сигнала предназначен для имитации полезного информационного акустического сигнала, записанного на ПЭВМ полученного с выхода одного канала усилителя мощности.

Микрофон измерительный используется для записи диктором полезного информационного акустического сигнала на ПЭВМ и записи аудиосигнала шумовой помехи и информационного акустического сигнала.

ПЭВМ с программным обеспечением воспроизведения и обработки аудиосигнала предназначен для:

- для записи и проигрывания полезного информационного акустического сигнала;
- для контроля уровня звука каждого канала в усилителе мощности.
- для обработки записи аудиосигнала шумовой помехи и информационного акустического сигнала с целью анализа результатов измерений.

4. АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ЭКСПЕРИМЕНТА ПО ОЦЕНКЕ ЗАЩИЩЁННОСТИ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ

Оригинальная методика артикуляционных испытаний предназначена для оценки качества связи в испытуемом тракте. Класс качества определяется по проценту правильно разобранных группой аудиторов слов таблица 1.

Таблица 1. Классы качества тракта связи в зависимости от процента разобранных группой аудиторов слогов

Клас с качества	Характеристика класса качества	Норма словесной разборчивости речи (процент правильно разобранных группой аудиторов слов)
I	Понимание передаваемой речи без малейшего напряжения внимания	<95
II	Понимание передаваемой речи без затруднений	92 – 95
III	Понимание передаваемой речи с напряжением внимания без переспросов и повторений	87 – 92
IV	Понимание передаваемой речи с большим напряжением, частыми переспросами и повторениями	62 – 87
V	Полная неразборчивость связанного текста (срыв связи)	>62

Оценка уровня защищённости речевой информации по итогам проведения описываемого эксперимента производится исходя из интерпретации результатов артикуляционных испытаний согласно таблице 2.

Таблица 2. Оценка уровня защищенности речевой информации согласно критериям эффективности защиты

Уровень защиты речевой информации	Критерий эффективности защиты (процент правильно разобранных группой auditors слов)
Невозможность составления подробной справки о содержании разговора	70-80%
Невозможность составления краткой справки о содержании разговора	40-60%
Значительное затруднение установления предмета разговора	20-40%
Невозможность установления предмета разговора	10-20%

По результатам анализа определяется оптимальное отношение «информационный сигнал»/помеха, при котором достигается необходимый уровень защиты речевой информации.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В отличие от эксперимента с использованием слушателей для оценки эффективности речеподобной помехи, данный стенд позволит оценивать эффективность речеподобной помехи анализируя непосредственно полученный и исходный сигнал, что в свою очередь позволит повысить достоверность результатов эксперимента.

ЛИТЕРАТУРА

1. Хорев А.А. Системы виброакустической маскировки / А.А. Хорев. – М.: МО РФ, 2006. 14с.
2. Аппаратура виброакустической защиты помещений «VNG-012GL»: Руководство пользователя. М.: ИКМЦ-1, 2003. 25 с.
3. Комплексы виброакустической защиты серии «Барон»: Информационные материалы. М: ЗАО НПЦ «НЕЛК», 2003. 18 с.
4. Современные технологии безопасности: Каталог. М.: ООО ЦБИ «МАСКОМ», 2003. 52 с.
5. ГОСТ 16600-72. Межгосударственный стандарт. Передача речи по трактам радиотелефонной связи. Требования к разборчивости речи и методы артикуляционных измерений. – М.: Стандарт Информ, 2007. 74 с.

REFERENCES

1. Horev A.A. Vibroacoustic masking system / A.A. Horev. – Moscow: Ministry of Defence Russian Federation, 2006. P. 14-16.
2. Vibroacoustic protection equipment «VNG-012GL»: User manual. – Moscow.: IKMTS-1, 2003. P. 25-26.
3. Vibroacoustic protection complexes series «Baron»: Information materials. – Moscow: Closed Joint Stock Company Scientific Industrial Complex «NELK», 2003. P. 18-20.
4. State-of-the-art security technology: Catalog. – Moscow: Open Joint Stock Company Information Security Center «MASCOS», 2003. P. 52.
5. National Standart 16600-72. Interstate standart. Speech transmission over radiotelephone tracts. Speech intelligibility requirements and methods of articulation measurements. – Moscow: Standart Inform, 2007. P. 74.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

К. А. Краснинский, П. П. Куренков, А. И. Орехова, Д. Р. Руссо, А. Н. Семенов
Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана,
Москва, Россия

Аннотация. В работе исследовано преобразование характеристик случайных процессов в нелинейных безынерционных и линейных инерционных элементах, используемых в радиотехнических цепях. Разработана схема лабораторного макета, который может использоваться в качестве пособия для демонстрации нелинейных преобразований случайных процессов, процесса их нормализации и влияния на процесс квантования сигнала в современных радиотехнических цепях.

Ключевые слова: нелинейные неинерционные элементы, радиотехнические цепи, плотность распределения вероятностей, нормализация случайного процесса.

EXPERIMENTAL ANALYSIS OF NONLINEAR TRANSFORMATIONS OF RANDOM SIGNALS IN RADIOTECHNICAL CIRCUITS

K. A. Krasninskij, P. P. Kurenkov, A. I. Orekhova, D. R. Russo, A. N. Semenov
Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

Abstract. The paper investigates the transformation of the characteristics of a random processes in nonlinear noninertial and linear inertial elements used in radiotechnical circuits. Model circuit for laboratory work was developed that can be used as a tool for visual demonstration of nonlinear transformations of random processes, the process of their normalization and influence on the process of signal quantization in modern radio circuits.

Keywords: nonlinear noninertial elements, radiotechnical circuits, probability distribution density, normalization of a random process.

1. ВВЕДЕНИЕ

Радиотехнические системы работают в присутствии помех различного происхождения, основной задачей [1,2] при анализе работы радиотехнических цепей является установление связи между входным и выходным случайными процессами, поэтому наглядное представление их преобразований позволит провести более информативный анализ цепей.

Известны решения для программного [3] и математического [4] моделирования случайных процессов в нелинейных цепях для исследования их характеристик. Актуальна [5] задача разработки экспериментальных стендов, демонстрирующих результаты прохождения белого гауссовского шума через нелинейные элементы.

2. МАКЕТ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ДЛЯ ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА

Для экспериментальной демонстрации влияния радиотехнических элементов на первичный шумовой сигнал был разработан лабораторный макет, состоящий из блоков, повторяющих процессы, происходящие в узлах радиотехнических цепей, и позволяющий исследовать статистические характеристики случайных процессов и плотность распределения вероятности после преобразований в каждом из блоков. Упрощённая схема лабораторного макета представлена на рисунке 1.

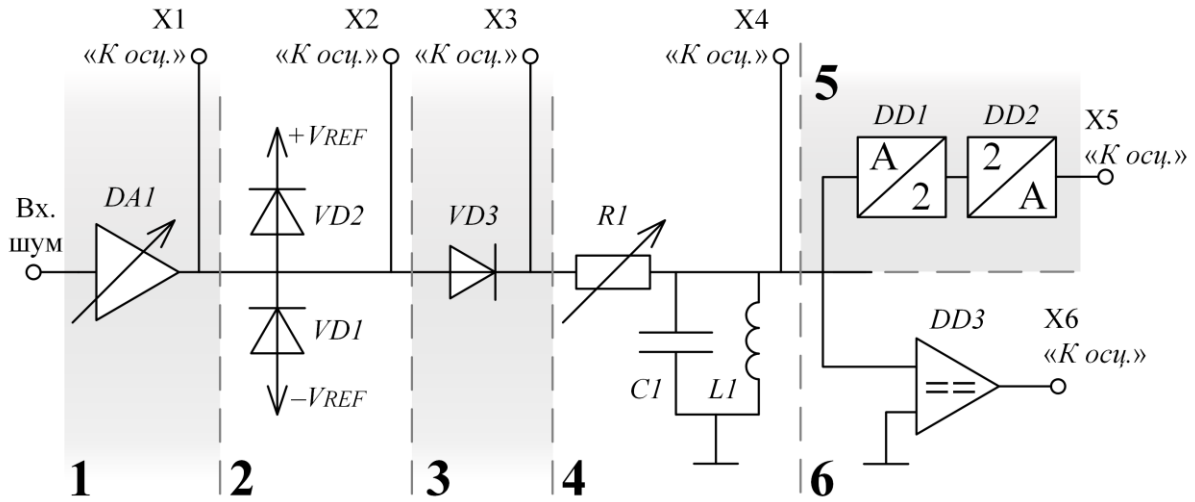


Рис. 1. Упрощенная схема лабораторного макета.

Первый блок состоит из линейного усилителя с изменяемым коэффициентом усиления $DA1$. Из-за его линейности и неинерционности выход первого блока $X1$ позволяет наблюдать входную реализацию случайного процесса, усиленную до уровня, необходимого для корректной работы лабораторного макета.

Второй и третий блоки осуществляют нелинейное неинерционное преобразование вида:

$$\eta(t) = \varphi[\zeta(t)], \quad (1)$$

здесь $\varphi(\zeta)$ – некоторая нелинейная функция, ζ – случайный процесс на входе нелинейного устройства, при этом значение выходного случайного процесса определяется только значением входного случайного процесса в тот же момент времени. Для однозначной обратной функции нелинейного устройства $\zeta = \psi(\eta)$ плотность вероятности выходного случайного процесса $W(\eta)$ можно найти как:

$$W(\eta) = W[\psi(\eta)] \left| \frac{d\psi(\eta)}{d\eta} \right|, \quad (2)$$

где η – случайный процесс на выходе нелинейного устройства.

Для упрощения вычисления характеристик случайного процесса на выходе нелинейного неинерционного элемента используют полиномиальную или кусочно-линейную аппроксимацию его нелинейной функции.

Нелинейное преобразование при линейной аппроксимации характеристики демонстрирует второй блок, представляющий собой двусторонний диодный ограничитель, образованный диодами $VD1$ и $VD2$. Уровни ограничения задаются с помощью независимо изменяемых опорных напряжений $+V_{ref}$ и $-V_{ref}$. Данный блок осуществляет нелинейное преобразование, аналогичное происходящему в усилителе в перенапряжённом режиме.

Третий блок показывает преобразование случайного процесса, происходящее при полиномиальной аппроксимации характеристики элемента. Он представляет собой квадратичный диодный детектор, состоящий из диода $VD3$.

Теоретические результаты нелинейных преобразований первичного шумового сигнала после прохождения через второй (а) и третий (б) блоки представлены на рисунке 2. При проведении эксперимента такие распределения плотности вероятности можно наблюдать на контактах $X2$ и $X3$ соответственно.

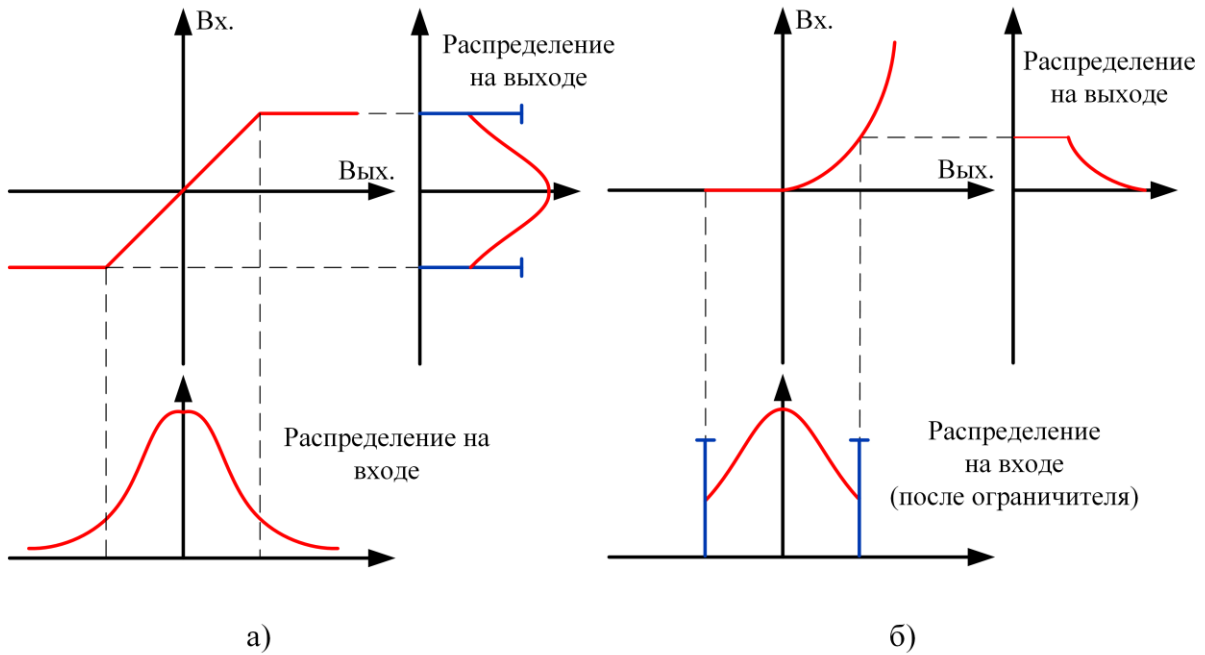


Рис. 2. Преобразование в блоке нелинейного усилителя (а) и диодного детектора (б).

Четвёртый блок демонстрирует процесс нормализации случайного процесса при прохождении через узкополосную цепь. Он представляет собой полосовой фильтр с изменяемой добротностью, образованный потенциометром $R1$, индуктивностью $L1$ и ёмкостью $C1$. Полоса пропускания фильтра по уровню 3 дБ изменяется в пределах от 2 до 20 кГц. При низкой добротности полоса пропускания фильтра приблизительно равна эффективной ширине спектра случайного процесса, при высокой добротности полоса на порядок меньше, что позволяет наблюдать процесс нормализации случайного процесса на выходе $X4$.

Соотношение минимальной и максимальной полос пропускания фильтра со спектром случайного процесса схематично показано на рисунке 3.

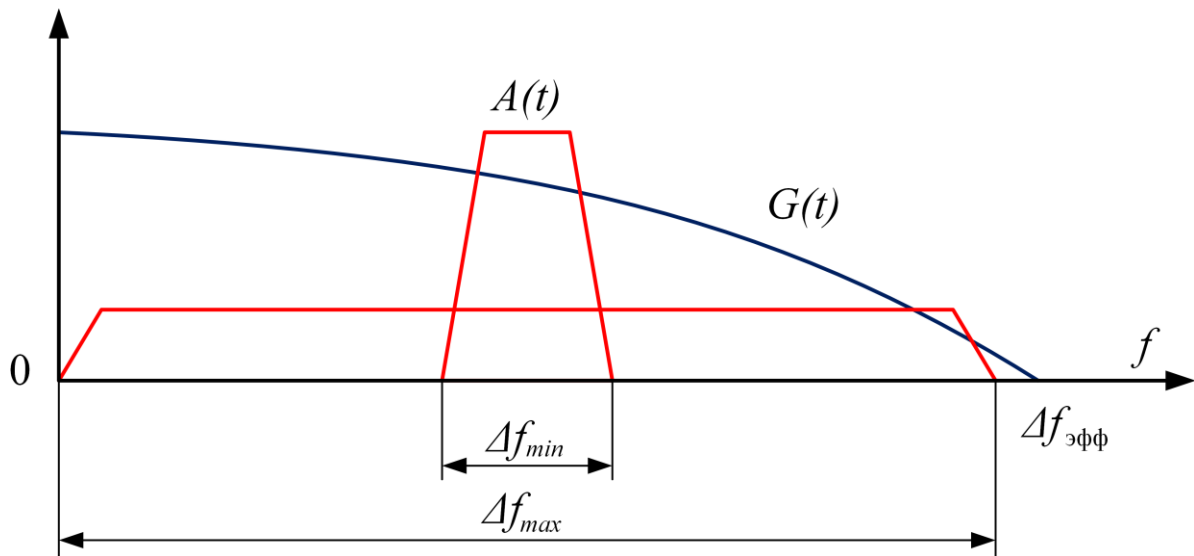


Рис. 3. Спектральная плотность случайного процесса и полосы частот фильтра.

Пятый и шестой блоки демонстрируют квантование сигнала, происходящее в аналого-цифровом преобразователе (АЦП) современных приёмников. Реализованы квантователи на четыре и на два уровня в блоках пять и шесть соответственно. Квантователь на четыре уровня состоит из последовательно подключённых АЦП *DD1* и цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) *DD2*. Квантователь на два уровня состоит из компаратора *DD3*.

На вход квантователей подаётся нормализованный после узкополосной фильтрации случайный процесс. Исходя из их функций преобразования, огибающая пиков распределения, соответствующих уровням квантования, является гауссовской, что лабораторный макет позволяет наблюдать на выходах *X5* и *X6*. Данные блоки показывают, что влияние случайного процесса на квантование выражается в возникновении вероятности присвоения неправильных уровней квантования сигналу.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОМЕРНОЙ ПЛОТНОСТИ ВЕРОЯТНОСТИ СЛУЧАЙНОГО ПРОЦЕССА

Схема лабораторного стенда для проведения исследования одномерной плотности вероятности случайного процесса с использованием разработанного лабораторного макета представлена на рисунке 4.

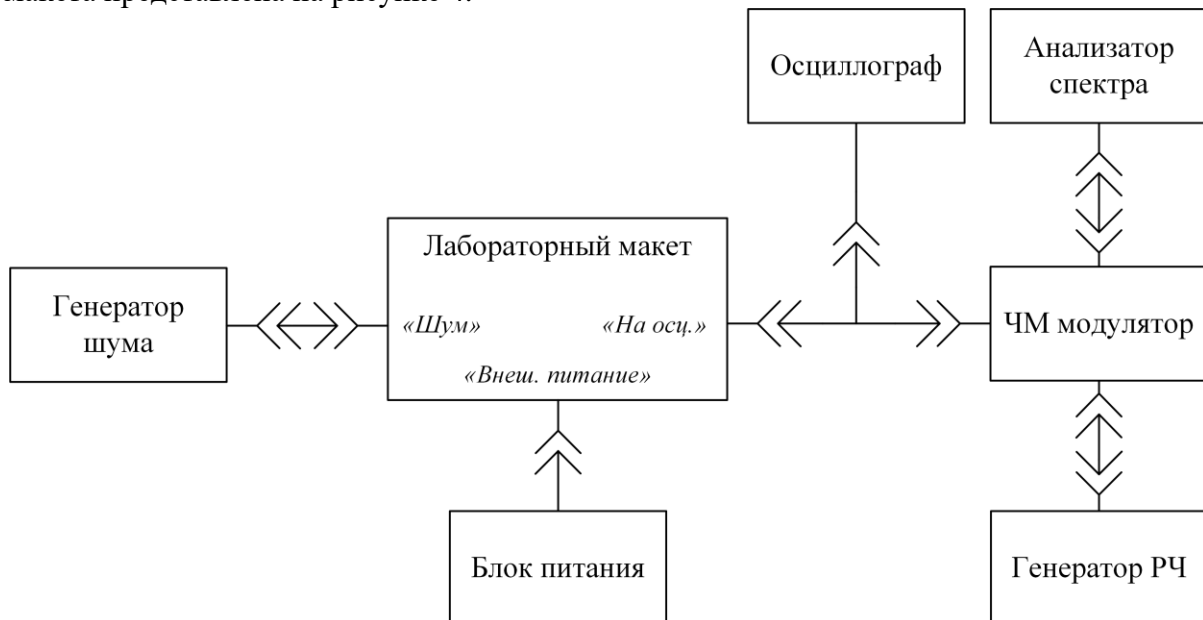


Рис. 4. Схема лабораторного стенда.

Генератор шума позволяет получить белый гауссовский шум, являющийся первичным шумовым сигналом, в полосе 20 кГц, который подаётся на входной разъем «Шум» лабораторного макета.

Для построения одномерных плотностей распределения вероятности используется модулятор с частотной модуляцией (ЧМ) и спектроанализатор. Для наблюдения формы распределения вероятности случайного процесса используется ЧМ с большим индексом, при этом каждому уровню модулированного сигнала соответствует своя частота и наблюдаемый на спектроанализаторе спектр повторяет форму распределения.

Внешний вид разработанной платы лабораторного макета показан на рисунке 5. Плата изготовлена в формфакторе *Arduino UNO Shield* для совместимости с популярными аппаратными платформами. На плате имеется входной *BNC* разъем «Шум» для подключения генератора шума и вилки, позволяющие при помощи

входящей в комплект переключки выбирать блок, выход которого будет подключён к выходному *BNC* разъёму «На осц.» платы.

Основные функциональные компоненты, составляющие радиотехнические цепи, вынесены на лицевую сторону макета, что позволяет в ходе лабораторной работы продемонстрировать студентам упрощённое строение базовых узлов радиотехнических цепей.

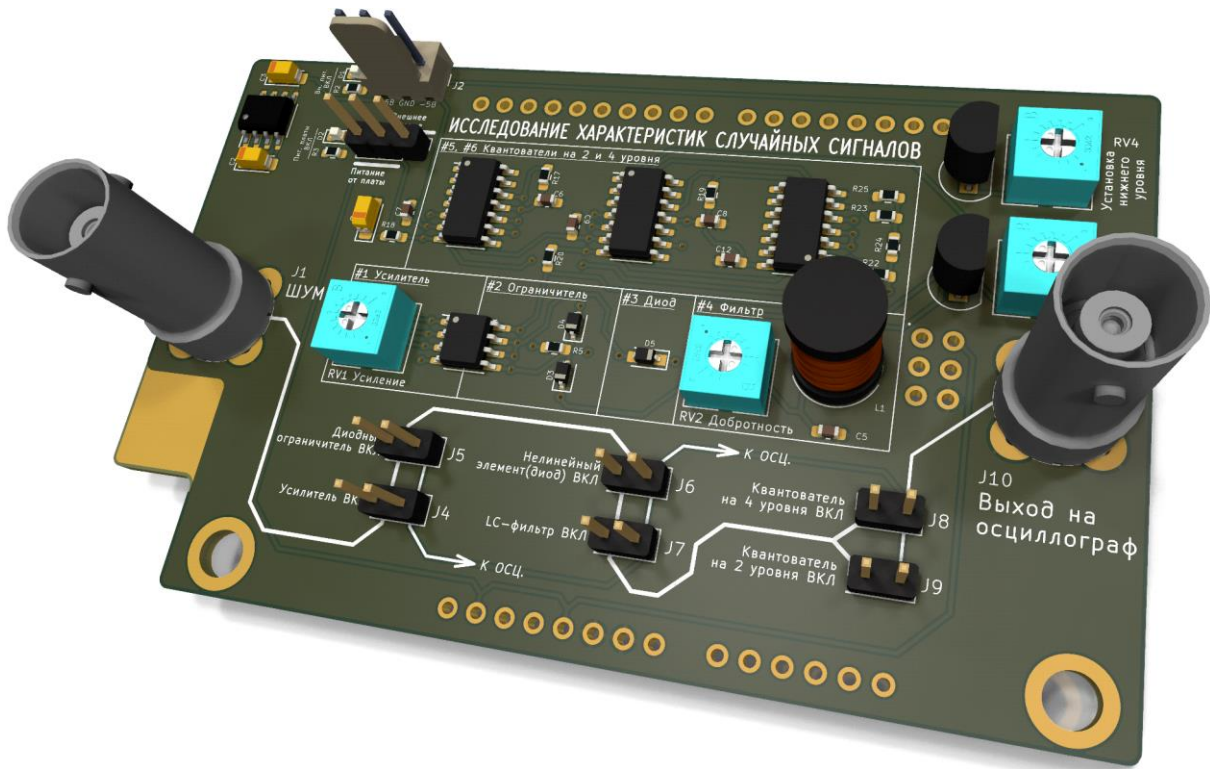


Рис. 5. Модель разработанной платы лабораторного макета.

На рисунке 6 представлены экспериментально полученные плотности распределения вероятности случайного процесса на выходе каждого из блоков лабораторного макета.

Плотность распределения вероятности случайного процесса на выходе входного линейного усилителя (а) сохраняет вид нормального распределения, после двустороннего ограничителя (б) и диодного квадратичного детектора (в) плотность распределения значительно искажается, но после узкополосного фильтра наблюдается нормализация случайного процесса (г). После прохождения квантователей огибающая пиков распределения, соответствующих уровням квантования, является гауссовской, что заметно при увеличении разрядности квантователя (д, е).

Поскольку в большинстве радиотехнических цепей присутствуют узкополосные частотно избирательные системы, наблюдается нормализация случайного процесса и представление его в виде белого гауссовского шума оправдано, в том числе при квантовании и дальнейшей цифровой обработке сигнала, что демонстрируется при помощи разработанного лабораторного макета.

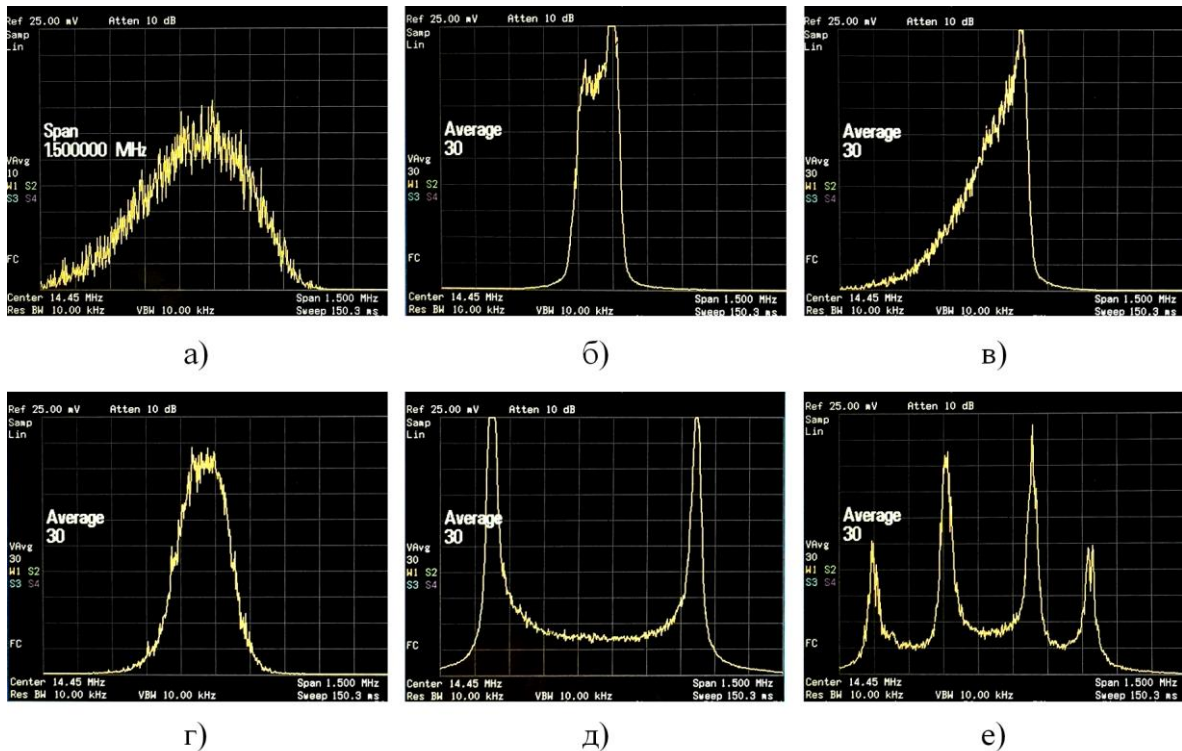


Рис. 6. Экспериментально полученные плотности распределения вероятностей случайных процессов на выходе блоков лабораторного макета.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрены вопросы, связанные с преобразованиями случайных процессов при прохождении через нелинейные неинерционные элементы и их нормализацией в узкополосных цепях. Разработана плата лабораторного макета, предназначенная для демонстрации данных процессов при проведении лабораторных работ. Реализован метод построения одномерных плотностей вероятности с использованием ЧМ-модулятора и анализатора спектра, при помощи которого исследованы плотности распределения вероятности случайного процесса на лабораторном макете.

ЛИТЕРАТУРА

1. Нефедов В. И., Сигов А. С. Основы радиоэлектроники и связи. М.: Высшая школа, 2009. - 735 с.
2. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для вузов. М.: Высшая школа, 2005. – 462 с.
3. Шнайдер С. В. Исследование характеристик случайных сигналов. // Технические и математические науки. Студенческий научный форум. Сборник статей по материалам XVI студенческой международной научно-практической конференции. Том 5 (16). 2019, М.: МЦНО, 2019. Т. 5. С. 91-93.
4. Артюшенко В. М., Корнеева Е. В. Математическое моделирование преобразований случайных процессов, сигналов и помех, в нелинейных неинерционных элементах. // Научные труды открытого гуманитарно-экономического университета. Сборник статей. Том 1. 2019, М.: Изд-во АНО ВО ОГЭУ. Т. 1. С. 81-90.
5. Косолапов А.С., Сенин А.И. Исследование характеристик случайных сигналов: Метод. указания к лабораторной работе по курсу «Статистическая радиотехника». М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2009. – 16 с.

REFERENCES

1. Nefedov V. I., Sigov A. S. Fundamentals of radio electronics and communications. M: Higher School, 2009. - 735 p.
2. Baskakov S. I. Radio Engineering Circuits and Signals: textbook for universities. M.: Higher School, 2005. – 462 p.
3. Schneider S. V. Analysis of the characteristics of random signals. // Technical and Mathematical sciences. Student Scientific Forum. Collection of articles based on the materials of the XVI student International Scientific and Practical conference. Volume 5 (16). 2019, M: ICNMO, 2019. Vol. 5. pp. 91-93.
4. Artyushenko V. M., Korneeva E. V. Mathematical modeling of random transformation processes, signals and noise, in nonlinear non-inertial elements. // Scientific works of the Open University of Humanities and Economics. Collection of articles. Volume 1. 2019, M: OGEU. Vol. 1. pp. 81-90.
5. Kosolapov A.S., Senin A.I. Analysis of the characteristics of random signals: Method. instructions for laboratory work on the course "Statistical radio engineering". M: BMSTU, 2009. – 16 p.

ДЕТЕРМИНАЦИЯ ПРИМИТИВА НА КЛАСТЕРИЗОВАННОЙ СЦЕНЕ ПОСРЕДСТВОМ СИНТЕЗА МАТРИЧНЫХ ФИЛЬТРОВ И ГРАДИЕНТНЫХ АЛГОРИТМОВ ОБУЧЕНИЯ

А. В. Ермоленко¹, Р. И. Князев¹, В. М. Полушкин¹

¹Федеральное государственное бюджетное учреждение «46 Центральный научно-исследовательский институт» Министерства обороны Российской Федерации (ФГБУ «46 ЦНИИ» Минобороны России), Москва, Россия

Аннотация. Рассмотрены аспекты поиска оптимального алгоритма обучения нейронной сети обратного распространения ошибки применительно к задачам детерминации искомого объекта на кластеризованной двумерной сцене. Изучены распространенные подходы обучения сети на основе наискорейшего градиентного спуска, методе Левенберга-Марквардта и квазиньютоновском алгоритме. Проведена экспериментальная оценка временных характеристик обучения многослойного перцептрона и качества обучения нейронной сети в контексте «доверия» к выходу по ошибке обучения и обобщения. Получены практические результаты, показывающие предпочтительность конкретной методики обучения применительно к задачам детерминации искомого объекта на графической сцене для задач, решаемых с применением технологий искусственного интеллекта.

Ключевые слова: технологии искусственного интеллекта; нейронные сети; распознавание образов; поиск примитива; кластеризация; обратное распространение ошибки; градиентные алгоритмы; метод Левенберга-Марквардта; квазиньютоновский алгоритм.

OBJECT DETERMINATION ON A CLUSTERED SCENE THROUGH THE SYNTHESIS OF MATRIX FILTERS AND GRADIENT LEARNING ALGORITHMS

A. V. Ermolenko¹, R. I. Knyazev¹, V. M. Polushkin¹

¹Federal State Budgetary Institution "46 Central Research Institute" by Defense Ministry of the Russian Federation (FGBU "46 CNII" by MO RF), Moscow, Russia

Abstract. Aspects of the search for an optimal algorithm for training a neural network of error back propagation in relation to the problems of determining the desired object on a clustered two-dimensional scene are considered. Common approaches of network training based on the steepest gradient descent, the Lewenberg-Marquardt method and BFGS-algorithm are studied. An experimental evaluation of the time characteristics of the training of a multilayer perceptron and the quality of training of a neural network in the context of "trust" in the output of learning error and generalization was carried out. Practical results have been obtained showing the preference of a specific teaching methodology in relation to the tasks of determining the desired object on the graphic scene for tasks solved using artificial intelligence technologies.

Keywords: artificial intelligence technologies; neural networks; pattern recognition; object determination; clustering; error back propagation; gradient algorithms; Levenberg-Marquardt method; BFGS-algorithm.

1. ВВЕДЕНИЕ

Развитие искусственного интеллекта (ИИ) и его применение в различных сферах деятельности человека есть данность, вошедшая в современность и определяющая

будущее передовых стран. Осознание важности и значимости таких технологий обусловило разработку комплекса документов по развитию ИИ на государственном уровне и в нашей стране [1, 2]. В дорожной карте развития «сквозной цифровой технологии», «нейротехнологий и искусственного интеллекта» предусмотрены меры, направленные на развитие ИИ и его отдельных элементов, в частности нейротехнологии [3].

Одной из актуальных задач, широко применяемой в практике технологий ИИ (ТИИ) является задача анализа и классификации изображений, содержащих объекты, которые необходимо идентифицировать и рассматривать более детально. Она позволяет обеспечивать поддержку принятия решений на различных уровнях управления в различных условиях оперативной обстановки, значительно повысить скорость автоматического обнаружения, распознавания, классификации и ранжирования объектов [4]. Появление новых возможностей аппаратных нейрокомпьютеров, реализованных как на базе компактных мини-ЭВМ серийного исполнения (например, Raspberry), так и на базе специализированных нейрочипов или нейропроцессоров, позволяют минимизировать размеры решающего устройства для его интеграции в бортовую управляющую систему, без снижения общих тактико-технических характеристик системы. Вышеперечисленные факторы актуализируют перед разработчиками задачу поиска оптимальных моделей нейросетевых решающих устройств, обеспечивающих минимальное время детерминации объекта при максимальной достоверности его идентификации, с учетом алгоритмической простоты обучения в условиях ограниченности весогабаритных параметров.

2. ДЕТЕРМИНАЦИЯ ОБЪЕКТА НА ОСНОВЕ НЕЙРОСЕТЕВОГО АНАЛИЗА ОТФИЛЬТРОВАННОГО ГРАФИЧЕСКОГО ОБРАЗА

В формализованном виде задача синтеза оптимальной системы распознавания представима в виде математического кортежа:

$$\langle I_0, T, Q, \perp S, B, Y, f, K, Y^* \rangle, \quad (1)$$

где: I_0 – идентифицируемый объект; T – время на принятие решения; Q – потребные для решения ресурсы; $S = (S_1, \dots, S_n)$ – множество альтернативных объектов на исследуемой сцене; $B = (B_1, \dots, B_j)$ – множество ограничений (весовых, габаритных БИУС); $Y = (Y_1, \dots, Y_m)$ – множество альтернативных вариантов решения задачи идентификации объекта; f – функция предпочтения; K – критерий выбора; Y^* – оптимальное решение.

Применение нейронных сетей для решения задач классификации позволяет избежать сложных и громоздких расчетов при оперировании большими объемами многомерных данных. Вместе с тем, необходимость поиска оптимального решения в условиях имеющихся ограничений требует определить подходящий тип сети и провести ее обучение с использованием динамически меняющегося набора обучающих данных.

Рассмотрим решение задачи идентификации актуальной части визуального образа. Согласно поставленной задаче имеется некоторый образец (объект), который необходимо найти на изображении. Для поиска объекта на графической схеме [5] применим традиционный алгоритм (рисунок 1).

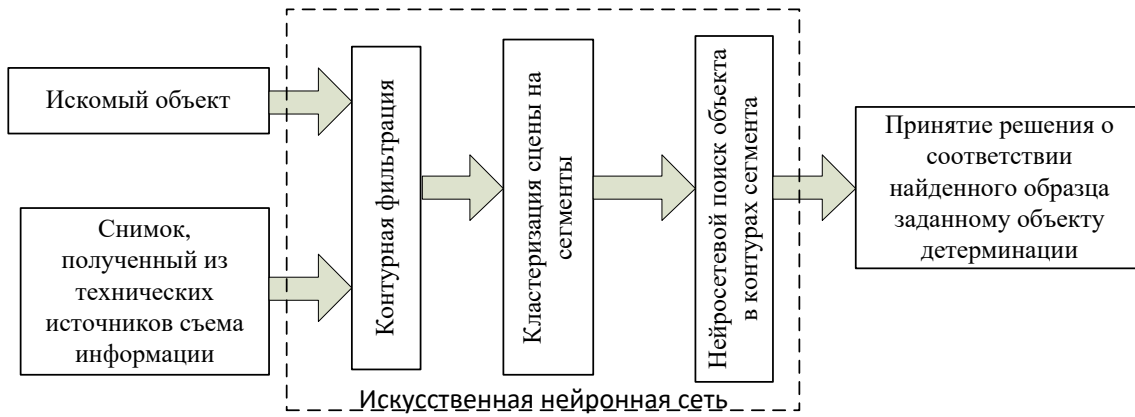


Рис. 1. Алгоритм нейросетевой детерминации объекта на сцене

Для снижения алгоритмической нагрузки на нейросетевое решающее устройство проведем контурную фильтрацию. Применим наиболее распространенными для сцен высокой фоновой зашумленности разностные линейные фильтры Собеля (Sobel) и Пьюита (Prewitt) [6].

Пример работы классического двухступенчатого фильтра Собеля на основе компьютерной интерпретации модели в среде MatLab [7] представлен на рисунке 2.



Рис. 2. Двухступенчатая фильтрация входного снимка (сцены) матрицей Собеля

Кластеризацию с целью получения удобоприменимого [8] сегментированного изображения (рисунок 3) с динамическими параметрами съемки произведем разбиением изучаемой графической сцены размерностью $(N \cdot M)$ пикселей, на $(K \cdot L)$ сегментов, где $K = \text{div} \left[\frac{N}{n} \right]$ и $L = \text{div} \left[\frac{M}{m} \right]$.

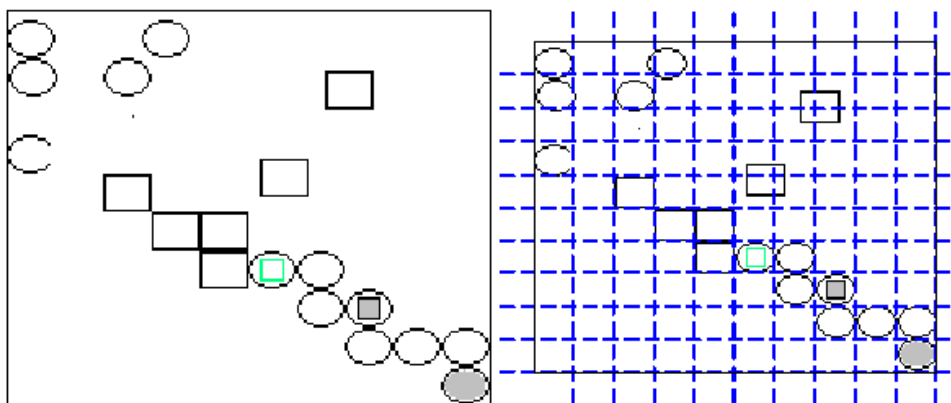


Рис. 3. Пороговая кластеризация входного изображения (сцены)

По окончании процесса кластеризации каждый контурный сегмент фильтрованного изображения поступает в нейросетевой решатель. Сведения о квалифицирующих признаках детерминируемого объекта известны априорно. Таким образом, при выборе нейросетевой архитектуры возможно остановиться на сетях, для которых применяется алгоритм обучения с учителем (*Back Propagation – BP*). Наличие предварительно достоверного образца объекта может существенно повысить адекватность весовых коэффициентов синоптических связей. *BP*-алгоритмы являют собой итеративные циклы обучения многослойных нейронных сетей. Вне зависимости от модификации, методы обучения *Back Propagation* основаны на использовании градиента функции как основы для направления спуска. При этом, более высокую производительность демонстрируют многослойные нейронные сети, как правило, из двух-трёх слоёв (рисунок 4).

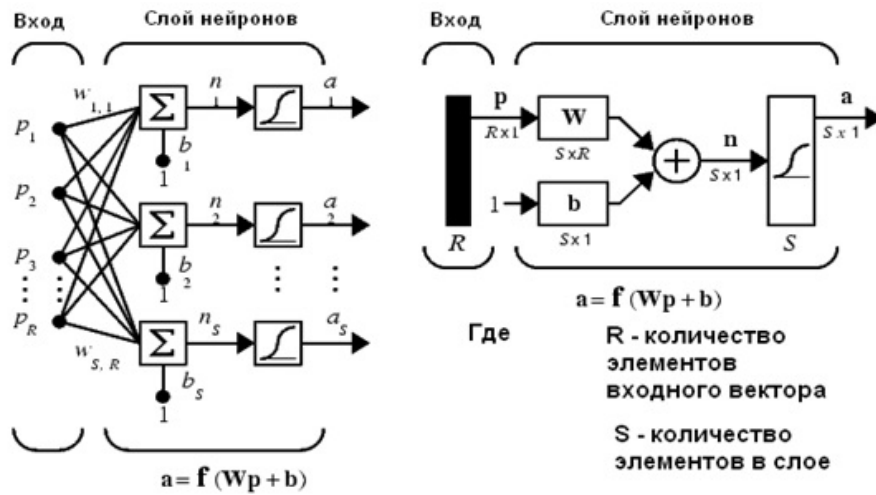


Рис. 4. Модель сети обратного распространения ошибки (*BackPropogation*)

Распространённым алгоритмом определения направления обучения является наискорейший спуск (*gd*-алгоритм). Предлагаемый алгоритм обратного распространения ошибки предполагает: решение текущего шага - вычисление градиента- коррекция и инкрементирование шага. При обучении сети на каждый нейрон первого слоя подаются все компоненты входного вектора признакововой базы. Далее все выходы скрытого слоя подаются на следующий слой, образуя полносвязную сеть. Минимизация ошибки нейросети, достигается методом наименьших квадратов

$$E(W) = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^p (y_j - d_j)^2 \quad (2)$$

где y_j – значение j -го выхода нейросети; d_j – желаемое значение j -го выхода; p – число нейронов в выходном слое.

В ходе определения дальнейшего направления спуска на каждой итерации изменение веса производится по формуле:

$$\Delta w_{ij} = -h \frac{\partial E}{\partial w_{ij}}, \quad (3)$$

где h есть параметр, определяющий скорость обучения.

В решении задач обучения сетей для детерминации объекта на практике нередки случаи блокировки сети, когда производные по различным весам сильно отличны, что приводит к утыканию градиента. В таком случае возможно введение некоторого коэффициента инерционности μ для коррекции весов на предыдущем шаге итерации:

$$\Delta w_{ij}^n(t) = -h \delta_j^{(n)} x_i^n + \mu \Delta w_{ij}^n(t-1). \quad (4)$$

Основными факторами, определяющими выбор оптимальной стратегии обучения являются: формирование последовательности входных векторов из обучающей выборки, выбор шага и направления обучения.

Характерной для сетей обратного распространения ошибки является доказанность сходимости для бесконечно малых шагов в пространстве весовых коэффициентов. Однако, данное условие может оказаться выполнимым для времени обучения, стремящемся в бесконечность, что подтверждается и практическим моделированием работы сети в оговоренных выше условиях распознавания объекта. Это неприемлемо в условиях решения задач в отдельных случаях, то есть в условиях временных и ресурсных ограничений. Для ускорения обучения нейронной сети возможно применить усреднение градиента по всем образцам, добавлять новые примеры в процессе обучения, а не только на старте, а также вариативно выбирать величину шага, предопределяющую скорость сходимости алгоритма.

Наиболее важным в процедуре оптимизации обучения при этом является выбор направления обучения. Тем не менее, при конечных шагах, сходимость алгоритма обучения не гарантируется. К тому же, высокая точность, получаемая на обучающей выборке, может привести к неустойчивости результатов на тестовой выборке. Чем лучше сеть адаптирована к конкретным условиям (к обучающей выборке), тем меньше она способна к обобщению и экстраполяции. В этом случае сеть моделирует не функцию, а шум, присутствующий в обучающей выборке (особенно для графических объектов). Фактически происходит переобучение сети.

В исследованиях смоделирована двухслойная нейронная сеть. Первый слой представляет пять нейронов с тангенсно-сигмоидной функцией активации. Второй слой состоит из одного нейрона с линейной функцией активации. Предельное количество эпох в цикле обучения - 2000. Предельная ошибка $E(W)$ составляет 10^{-2} . Цикличность 25 эпох обучения. В целом наши исследования показывают, что наискорейший градиентный спуск ожидаемо демонстрирует крайне медленную сходимость (рисунок 5) и тенденцию к переобучению, вызванную, алгоритмической сложностью.

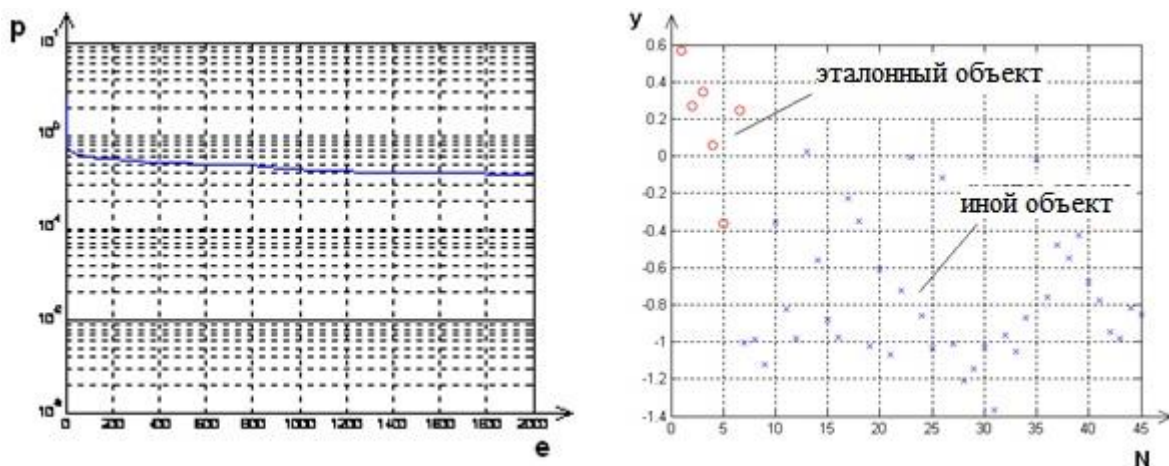


Рис. 5. Обучение сети наискорейшим градиентным спуском (e – количество эпох обучения, p – ошибка обучения, N – номер образца, y – выход сети)

Последовательность действий gd -алгоритмов: вычисление градиента – шаг вдоль антиградиента, не единственно возможная.

Рассмотрим и смоделируем практическую работу альтернативных, менее распространенных, но не менее эффективных методов Левенберга-Марквардта ($trainlm$) и квазиньютоновского метода ($BFGS$).

Метод Левенберга-Марквардта основан на вычислении матрицы Якоби A для расчета промежуточной ошибки обучения $E(w)$. Основу обучения составляет изменение весовых коэффициентов нейронной сети на величину:

$$\Delta W = \left(\frac{A \cdot E + I \cdot \mu}{A \cdot A} \right) \quad (5)$$

При синтезе и тестировании работы алгоритма Левенберга-Марквардта для задач распознавания графического объекта синтезируем двухслойную нейронную сеть, с 4-мя нейронами на первом слое и тангенсно-сигмоидной функцией активации. Второй слой состоит из одного нейрона с линейной функцией активации. Предельное количество эпох в цикле обучения установлено 1000. Исследования показывают, что характерным для данного метода является существенное снижение времени работы метода, в сравнении с наискорейшим градиентным спуском. Однако разброс ошибки обобщения всё ещё остаётся высоким (рисунок 6):

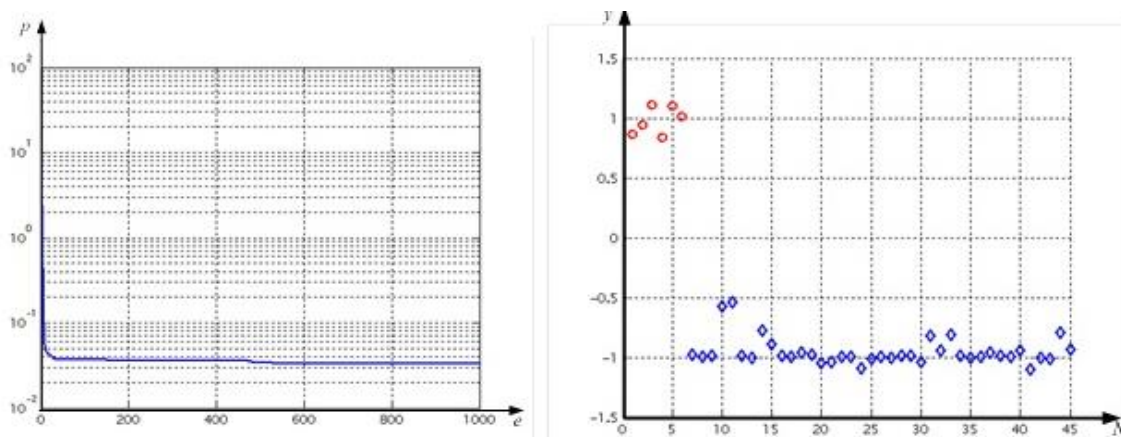


Рис. 6. Обучение сети алгоритмом Левенберга-Марквардта

В качестве альтернативы наискорейшему спуску и методу Левенберга-Марквардта предлагается использовать квазиньютоновские (BFGS) методы. BFGS с ограниченной памятью оперирует информацией о кривизне оптимизируемой функции, содержащейся в матрице Гессе (G) (матрица вторых частных производных по управляемым параметрам). Информацию относительно кривизны функции оптимизации возможно накапливать на основе наблюдения за изменением градиента g во время итераций спуска. Метод опирается на возможность аппроксимации кривизны нелинейной оптимизируемой функции без явного формирования матрицы Гессе [9]. При этом, к началу очередной k -й итерации поиска, известна некоторая аппроксимация матрицы Гессе минимизируемой функции, которая служит средством отображения информации о кривизне, накопленной на предыдущих итерациях. Очередное направление P_k на k -м шаге определяется как $B_k P_k = -g_k$, где B_k – матрица, аппроксимирующая гессиан; g_k – градиент функции оценки в начальной точке k -го шага. После вычисления новой точки X_{k+1} , и приближения B_k матрицы Гессе производим обновление информации о кривизне функции, то есть итеративный переход от матрицы B_k к матрице B_{k+1} . Сама формула пересчета, известна по имени ее создателей, как BFGS-формула (*Broyden C., Fletcher R., Goldfarb D., Shanno D.*) [8] и определяется как:

$$P_{k+1} = -g_{k+1} + \frac{(S_k, g_{k+1})Y_k + (Y_k, g_{k+1})S_k}{(Y_k, S_k)} - \frac{(S_k, g_{k+1})}{(Y_k, S_k)} \cdot \frac{1 + (Y_k, Y_k)}{(Y_k, S_k)} \cdot S_k \quad (6)$$

где P_k – очередное направление квазиньютоновского поиска на k -м шаге, $S_k = (X_{k+1} - X_k)$ – вектор, показывающий изменение X на k -й итерации; $Y_k = (g_{k+1} - g_k)$

– изменение градиента. В *BFGS* всегда используются результаты предыдущего шага. Очевидно, что первый шаг определить пересчетом предыдущего не возможно, поэтому уместно проводить его иным способом, например методом наискорейшего спуска.

При моделировании квазиньютоновского алгоритма обучения нами изучена двухслойная сеть. Первый слой сети состоит из четырёх нейронов с тангенсно-сигмоидной функцией активации. Второй слой из одного нейрона с линейной функцией активации. Предельное количество эпох в цикле обучения 2000.

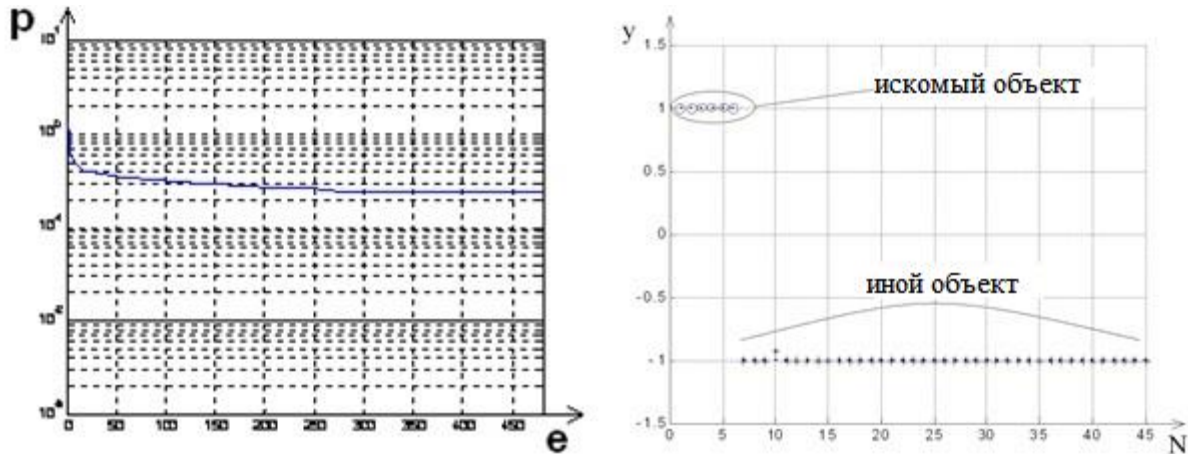


Рис. 7. Обучение сети квазиньютоновским (BFGS) алгоритмом

Из результатов тестирования (рисунок 7) не трудно заметить, что нейронная сеть обратного распространения ошибки, обученная квазиньютоновским алгоритмом, является более эффективной в условиях поиска графического объекта на визуальной сцене. Проведенный анализ тестирования сети демонстрирует хорошую сходимость и уверенную детерминацию объекта с минимизацией как ошибки обучения, так и ошибки обобщения.

Временные и качественные показатели нейросетевого решающего устройства на различных методиках обучения нейронных сетей с обратным распространением ошибки сведены в таблицу 1.

Таблица 1. Тестирование сетей обратного распространения ошибки с различными методами обучения

Метод	E (обучения)	E (обобщения)	Число эпох	Время обучения, с
Наискорейшего спуск	0.0841	0.056	10000	259
Левенберга-Марквардта	0.0034	0.001	550	49
Квазиньютоновский	0.0007	0	215	27

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представляется важным отметить, что наибольшую эффективность для практического применения в задачах распознавания преобразованных образов с известным примитивом демонстрируют нейронные сети использующие методы обратного распространения ошибки. При этом, более высокую точность идентификации

обеспечивает предварительная обработка изображения контурными графическими фильтрами и пороговая кластеризация изучаемой сцены перед функционированием нейронной сети. Компьютерное моделирование различных алгоритмов обучения показывает высокую эффективность градиентных методов обучения нейросетей такой архитектуры как по скорости, так и по минимизации ошибки обучения. Среди различных методов обучения более эффективным для задачи детерминации графического объекта в условиях временных и ресурсных ограничений показывает себя квазиньютоновский алгоритм, основанный на BFGS-формуле пересчета весовых коэффициентов синоптических связей нейронной сети.

ЛИТЕРАТУРА

1. Национальная стратегия развития искусственного интеллекта на период до 2030 года. Утверждена указом Президента Российской Федерации от 10.10.2019 г. №490.
2. Перспективная программа стандартизации по приоритетному направлению «Искусственный интеллект» на период 2021-2024 гг. Утверждена заместителем руководителя Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии и заместителем Министерства экономического развития. Российской Федерации. 22.12.2020 г.
3. Петровский А.Б. Теория и методы принятия решений. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2013
4. Горошко И.В. Математическое моделирование в управлении органами внутренних дел. – М.: Акад. управ. МВД России, 2000
5. Виноградов А.Н., Калугин Ф.В., Недев М.Д., Погодин, С.В., Талалаев А.А., Тищенко И.П., Фраленко В.П., Хачумов В.М. Выделение и распознавание локальных объектов на аэрокосмических снимках. – Авиакосмическое приборостроение, № 9, 2007, с.39-45.
6. Введение в контурный анализ: приложения к обработке изображений и сигналов / под ред. Я.А. Фурмана – М.: ФизматЛит, 2003 – 592 с.
7. Ермоленко А.В. Алгоритм поиска примитивов на фотографиях с применением нейронных сетей // Нейроинформатика-2010: сб. науч. трудов XII Всероссийской НТК, 2010. -М.: НИЯУ МИФИ. -Ч. 2. с. 174-184.
8. Мягкие вычисления на базе Matlab в задачах прикладной гироскопии и навигации / Д.А. Антонов, К.К. Веремченко, Г.Г. Гончаренко, В.Н. Максимов, А.И. Черноморский; Под ред. Г.Г. Гончаренко. – М.: Изд-во МАИ, 2011 г.
9. Методы классической и современной теории автоматического управления: Учебник в пяти тт.; 2-е издание изд., перераб. и доп. Т. 5.: Методы современной теории автоматического управления / Под ред. К.А. Пупкова, Н.Д. Егупова. – М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 744 с.

REFERENCES

1. National strategy for the development of artificial intelligence for the period up to 2030. Approved by the Decree of the President of the Russian Federation dated 10.10.2019 No. 490.
2. Promising standardization program in the priority direction "Artificial Intelligence" for the period 2021-2024. Approved by the Deputy Head of the Federal Agency for Technical Regulation and Metrology and the Deputy Ministry of Economic Development. Of the Russian Federation. 22.12.2020
3. Petrovsky A.B. Theory and methods of decision-making. – Taganrog: Publishing House of SFU, 2013

4. Goroshko I.V. Mathematical modeling in the management of internal affairs bodies. – M.: Akad. management. Ministry of Internal Affairs of Russia, 2000
5. Vinogradov A.N., Kalugin F.V., Nedev M.D., Pogodin, S.V., Talalaev A.A., Tishchenko I.P., Fralenko V.P., Khachumov V.M. Selection and recognition of local objects in aerospace images. – Aerospace Instrumentation, No. 9, 2007, pp.39-45.
6. Introduction to contour analysis: applications to image and signal processing / edited by Ya.A. Furman – M.: FizmatLit, 2003 – 592 p.
7. Ermolenko A.V. Algorithm for searching primitives in photographs using neural networks // Neuroinformatics-2010: collection of scientific papers of the XII All-Russian Scientific Research Center, 2010. -Moscow: NRU MEPhI. -Ch. 2. pp. 174-184.
8. Soft computing based on Matlab in the problems of applied gyroscopy and navigation / D.A. Antonov, K.K. Veremenko, G.G. Goncharenko, V.N. Maksimov, A.I. Chernomorsky; Edited by G.G. Goncharenko. – M.: Publishing House of MAI, 2011.
9. Methods of classical and modern theory of automatic control: Textbook in five volumes; 2nd edition ed., reprint. and additional Vol. 5.: Methods of the modern theory of automatic control / Edited by K.A. Pupkov, N.D. Egupov. – M.: Publishing House of Bauman Moscow State Technical University, 2004– - 744 p.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ 3D-МОДЕЛЕЙ ДЛЯ ОБУЧЕНИЯ СВЕРТОЧНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

И. В. Владимиров, А. А. Ерыгин, Ф. П. Астапенко, С. А. Житенёв

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Предлагается методический подход для обучения сверточных нейронных сетей, основанный на использовании массивов синтетических изображений, полученных на основе 3D-моделей технических объектов. Результаты проведенных экспериментов показывают, что использование полученных на основе 3D-моделей синтетических изображений для обучения сверточной нейронной сети, позволяет осуществить распознавание объектов с вероятностью 97,75 - 98,75%.

Ключевые слова: 3D-модель, сверточные нейронные сети, распознавание.

USING 3D MODELS TO TRAIN A CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORK

I.V. Vladimirov, A.A. Erygin, F.P. Astapenko, S.A. Zhitinyov

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. A methodological approach is proposed for training convolutional neural networks based on the use of arrays of synthetic images obtained on the basis of 3D models of technical objects. The results of the experiments show that the use of synthetic images obtained on the basis of 3D models for training a convolutional neural network makes it possible to recognize objects with a probability of 97.75 - 98.75%.

Keywords: 3D model, convolutional neural networks, recognition.

1. ВВЕДЕНИЕ

Технологии компьютерного зрения широко применяются в различных областях цифровой экономики: автомобильный транспорт, в том числе беспилотный; беспилотные летательные аппараты и робототехнические комплексы; идентификация лиц; инфраструктурные и транспортные системы контроля; мониторинг и выявление противоправных действий; распознавание человека и технических объектов; фармацевтика и медицина.

Одним из важных факторов, обеспечивающих применение компьютерного зрения, является появление большего количества доступных эталонных обучающих выборок. Так для задачи классификации изображений широко используется коллекция Imagenet, которая сейчас состоит из 15 миллионов изображений и 20 тысячи категорий, из которых наиболее востребованы 2,5 миллиона изображений и 1 тысяча категорий. Подготовка таких эталонных коллекций является сложной задачей, в том числе и из-за последующих способов их использования. При этом существующих эталонных изображений технических объектов часто бывает недостаточно, либо они в существующих коллекциях отсутствуют.

Указанную проблему можно решить с помощью генерации синтетических обучающих выборок. Синтетические выборки позволяют как сократить затраты на сбор и разметку обучающих данных, так и решить проблему редких типов изображений. Широкому применению синтетических методов препятствуют два обстоятельства. Первое – высокая трудоёмкость синтеза фотореалистичных изображений. Второе – отсутствие метрики для оценки фотореализма получающихся изображений.

Обойти эти препятствия на наш взгляд можно используя 3D-модели (цифровые двойники) объектов распознавания. Цифровые 3D-модели широко используются в игровой и киноиндустрии для анимации персонажей, создания схем движения, создания реалистических сцен и фантастических объектов. Использование цифрового двойника позволяет получить любое количество высококачественных изображений с высоким разрешением и любой степенью детализации построенного объекта.

В настоящей работе в качестве примера рассмотрено обучение сверточной нейронной сети с использованием 3D-моделей объектов грузового транспорта и проведена оценка результатов распознавания.

2. МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД

Исходные 3D-модели объектов грузового транспорта были загружены с бесплатных сайтов дизайнерских работ и игровых вселенных и использованы для формирования синтетических изображений.

При помощи графического редактора GLC-player на основе 3D-моделей получены фотореалистичные изображения для различных ракурсов наблюдения, на различном удалении от наблюдателя, использования различной степени размытости. Примеры сформированных изображений представлены на рисунке 1.



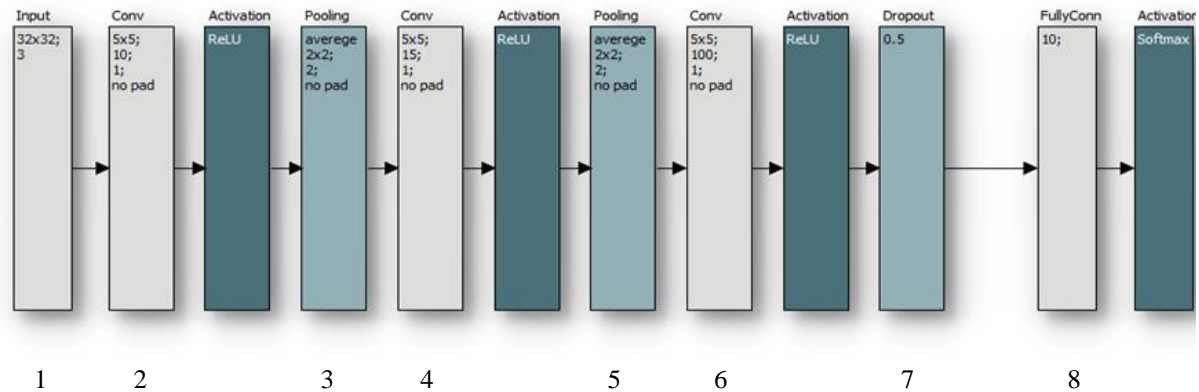
Рис. 1. Образцы изображений, полученных на основе 3D-моделей.

Обучающая выборка для каждого из объектов состоит из 6000 изображений размером 800x600 пикселей. Для формирования выборки выбирались следующие параметры редактора для сохранения изображений:

- генерация 100 изображений при круговом вращении объекта относительно осей X, Y, Z;
- изменение дистанции наблюдения (масштабированием изображения в пределах 100%, 75%, 50% и 25% от исходного);
- изменение вертикального угла наблюдения (фронтальный вид - 0° , наклонный вид - 30° и 45° , вид сверху - 90°);
- изменение степени размытости изображения (0%, 25%, 50% при использовании стандартного гауссовского шума).

3. РЕАЛИЗАЦИЯ

Для проведения исследований использовалась сверточная нейронная сеть, архитектура и параметры которой выбирались с учетом анализа, представленного в работах [1-3]. Архитектура сети и параметры слоев представлены на рисунке 2.



- 1 - Слой Input размерностью 32x32x3;
 - 2 - Слой Conv1 (сверточный первый) – ядро свертки 5x5, карты признаков -10, шаг свертки - 1;
 - 3 - Слой Pool1 (пуллинговый первый) – размер окна 2x2, шаг – 2;
 - 4 - Слой Conv2 (сверточный второй) – ядро свертки 5x5, карты признаков -15, шаг свертки – 1;
 - 5 - Слой Pool2 (пуллинговый второй) – размер окна 2x2, шаг – 2;
 - 6 - Слой Conv3 (сверточный третий) – ядро свертки 5x5, карты признаков -100, шаг свертки – 1;
 - 7 - слой Dropout (слой прореживания) – сокращение выборки – 0,5;
 - 8 - слой FC (полносвязный выходной слой) – выводит результат классификации.
- В качестве активационной функции слоев используется функция ReLU и Softmax.

Рис. 2. Архитектура и параметры сверточной нейронной сети.

Выбор функции потерь и алгоритма оптимизации, используемых при обучении, осуществлялся на основе функций и алгоритмов, приведенных в Таблице 1.

Таблица 1. Используемые функции потерь и алгоритмы оптимизации

Функции потерь	Алгоритмы оптимизации
Mean Squared Error – среднеквадратичная ошибка	SGD – метод стохастического градиентного спуска
Mean Absolute Error – средняя абсолютная ошибка	RMSProp – метод адаптивного скользящего среднего градиентов
Bin Cross Entropy – перекрестная энтропия	Adam – метод адаптивной инерции
Cross Entropy – кросс энтропия	Adagrad – метод адаптивного градиента

Настройка базовых параметров обучения включала в себя задание пороговых значений для критериев останова:

ε - точность обучения;

d_{min} - минимальное значение улучшения решения;

t_{max} - максимальное время обучения;

e_{max} - максимальное число циклов обучения.

Используемые пороговые значения для ε , d_{min} , t_{max} и e_{max} задаются до запуска процедуры обучения.

Наилучшие характеристики для обучения сверточной нейронной сети (рисунок 2) при проведении исследований показали функция потерь Mean Squared Error и алгоритм оптимизации Adam. При их использовании время обучения на выборках объемом в 6000 изображений на класс составляло 20 минут.

Экспериментальное исследование возможностей обученной сверточной нейронной сети проводилось на тестовых изображениях объектов, сгруппированных по

различным размерам изображения. Исследовались 12 групп тестовых изображений (по размеру изображения в пикселях), сформированных на основе 3D-моделей объектов для кругового вращения, различных углов наблюдения и различной степени размытости (Таблица 2):

Таблица 2. Группы и размеры тестовых изображений

№ группы	1	2	3	4	5	6
Размер изображения (пиксель)	800x600	640x480	400x300	320x240	200x150	160x120
№ группы	7	8	9	10	11	12
Размер изображения (пиксель)	120x90	80x60	64x48	40x30	32x24	20x15

Результаты численных экспериментов показаны на рисунке 3.

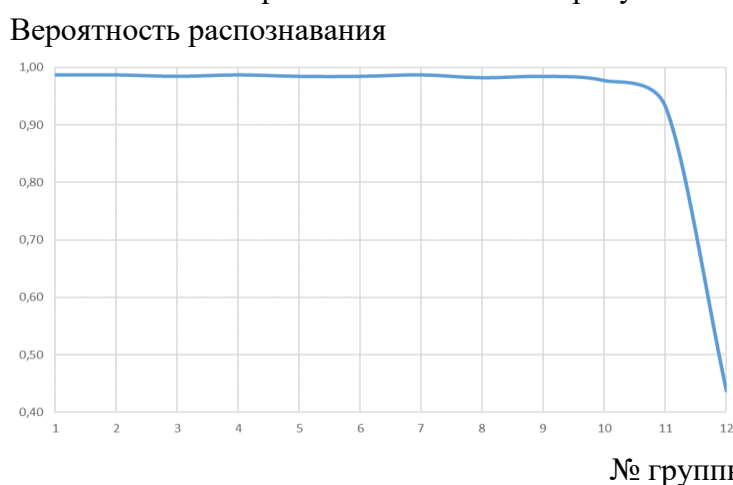


Рис. 3. Зависимость вероятности распознавания от размера изображения.

Результаты экспериментов показали, что вероятность распознавания изображений для групп 1-10 лежит в пределах 97,75-98,75%. Для изображений группы 11 - изображений размером 32x24 - вероятность распознавания снижается до 93,25%, а для группы 12 - изображений размером 20x15 - резко падает до 43,75%.

Затраты времени на распознавание каждого отдельного изображения составляют 10 миллисекунд.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Использование синтетических изображений, полученных на основе 3D-моделей, для обучения сверточной нейронной сети позволило осуществить распознавание объектов с вероятностью 97,75 - 98,75%. Применение предложенного подхода по использованию обучающих выборок на основе изображений, полученных при использовании 3D-моделей, может быть распространено на решение задач распознавания различных технических объектов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Методы компьютерной обработки изображений / под ред. В. А. Сойфера. 2-е изд. М.: Физматлит, 2003. 784 с.
2. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений: пер с англ. М.: Техносфера, 2005. 1072 с.

3. Хомоненко А.Д., Яковлев Е.Л. Обоснование архитектуры сверточной нейронной сети для автономного распознавания объектов на изображениях бортовой вычислительной системой // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2018. Т.10. № 6. С.86-93.

REFERENCES

1. Methods of computer image processing / edited by V. A. Soifer. 2nd ed. M.: Fizmatlit, 2003. 784 p.
2. Gonzalez R., Woods R. Digital image processing: translated from English M.: Technosphere, 2005. 1072 p.
3. Khomonenko A.D., Yakovlev E.L. Substantiation of the architecture of a convolutional neural network for autonomous recognition of objects in images by an on-board computing system // High-tech technologies in space research of the Earth. 2018. Vol.10. No. 6. pp.86-93.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННО-МОДУЛИРОВАННЫХ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ В ЗАДАЧАХ ОБНАРУЖЕНИЯ И СЕЛЕКЦИИ ОБЪЕКТОВ НА РАДИОЛОКАЦИОННОМ ИЗОБРАЖЕНИИ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

В. Л. Гулько¹, А. А. Мещеряков¹

¹Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), Томск, Россия

Аннотация. Приводятся экспериментальные радиолокационные изображения (РЛИ) земной поверхности, полученные с помощью типовой бортовой РЛС «Гроза-26» в штатном режиме работы с фиксированной вертикальной поляризацией излучения и в режиме работы поляризационной селекции поляризационно-анизотропных объектов, когда линейная плоскость поляризации излучаемого сигнала вращается с заданной частотой. Приведены экспериментальные результаты поляризационной селекции поляризационно-анизотропного трехгранного уголкового отражателя на радиолокационном изображении земной поверхности.

Ключевые слова: матрица рассеяния; поляризационная селекция; коэффициент анизотропии; двухвибраторная модель рассеяния.

THE USE OF POLARIZATION-MODULATED SIGNALS IN THE DETECTION AND SELECTION OF OBJECTS ON THE RADAR IMAGE OF THE EARTH'S SURFACE

V. L. Gulko¹, A. A. Mescheryakov¹

¹Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russia

Abstract. We present experimental radar images of the Earth's surface obtained with the typical airborne radar "Groza-26" in the standard operation mode with fixed vertical polarization of radiation and in the polarization-anisotropic selection mode, when the linear plane of polarization of the emitted signal rotates with a given frequency. Experimental results of polarization selection of polarization-anisotropic triangular angle reflector on the radar image of the Earth surface are presented.

Keywords: anisotropy coefficient; polarization selection; scattering matrix; two-vibrator scattering model.

1. ВВЕДЕНИЕ

Эффективность практического решения задач обнаружения и селекции радиолокационных объектов различных классов на РЛИ земной поверхности по поляризационным признакам во многом определяется правильным выбором поляризационных параметров матрицы рассеяния (МР), позволяющих частично или полностью описать поляризационные характеристики объектов. Наиболее физически наглядной и удобной в обращении формой описания поляризационных характеристик объектов является МР, представленная в рамках двухвибраторной модели рассеяния объектов в виде [1]

$$[S] = \frac{\lambda_1 + \lambda_2}{2} \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \mu \begin{bmatrix} \cos 2\alpha & \sin 2\alpha \\ \sin 2\alpha & -\cos 2\alpha \end{bmatrix} \right\}, \quad (1)$$

где $\mu = \frac{\lambda_1 - \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2}$ - коэффициент анизотропии объекта,

λ_1, λ_2 - модули собственных чисел МР;

α - ориентация собственной системы координат МР.

Выражение (1) есть декомпозиция МР в виде взвешенной суммы МР поляризационно-изотропного трехгранного и анизотропного двугранного уголкового отражателей. Причем степень или коэффициент анизотропии μ есть весовой коэффициент данной декомпозиции, характеризующий анизотропную часть объекта. Необходимо отметить, что выражение (1) справедливо для радиолокационных объектов, которые не вносят дополнительного фазового сдвига между ортогональными составляющими падающей на объект волны.

2. ПОЛЯРИЗАЦИОННО-МОДУЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ

Для описания взаимодействия поляризационно-модулированных с частотой Ω по углу ориентации плоскости поляризации зондирующих сигналов с элементами высокочастотного тракта РЛС и радиолокационным объектом, имеющим МР в виде (1) воспользуемся формализмом векторов и матриц Джонса [2].

Тогда сигнал на выходе приемника, имеющего логарифмическую амплитудную характеристику, будет иметь вид [3]

$$E(\Omega t) = 20 \lg \left\{ C \cdot \frac{\lambda_1 + \lambda_2}{2} \right\} + 20 \lg \{ 1 - \mu \cos(2\Omega t \pm 2\alpha) \}, \quad (2)$$

где C – постоянная величина, характеризующая потенциал РЛС и расстояние от РЛС до объекта.

Из (2) следует, что сигнал на выходе логарифмического приемника будет промодулирован по амплитуде удвоенной частотой вращения плоскости поляризации 2Ω . Глубина амплитудной модуляции сигнала определяется коэффициентом анизотропии μ , а фаза сигнала – ориентацией собственной системы координат объекта α . Амплитудная модуляция сигнала на выходе приемника достигает 100%-ной глубины, когда объект поляризационно-анизотропен и его коэффициент анизотропии максимален и равен $\mu = 1$. Минимальная глубина амплитудной модуляции достигается когда объект поляризационно изотропен и его коэффициент анизотропии $\mu = 0$. Из (2) следует, что в спектре огибающей выходного сигнала приемника будет присутствовать спектральная составляющая на частоте 2Ω и ее амплитуда $A_{2\Omega}$ определяется только коэффициентом анизотропии μ , а ее фаза $\varphi_{2\Omega}$ - ориентацией собственной системы координат объекта α . Применив преобразование Фурье к выражению (2) амплитуда $A_{2\Omega}$ определяется как

$$A_{2\Omega} [\text{дБ}] = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E(\Omega t) \cdot \cos 2\Omega t d\Omega t. \quad (3)$$

Для вырожденного анизотропного объекта при $\mu = 1$ амплитуда $A_{2\Omega}$ максимальна и будет равна 17,37 дБ, а для изотропного – 0дБ. В тоже время ориентация собственной системы координат объекта α с учетом (2), будет равна

$$\alpha [\text{рад}] = \pm \frac{\varphi_{2\Omega}}{2}. \quad (4)$$

Фаза $\varphi_{2\Omega}$ отсчитывается относительно фазы опорного сигнала $\cos 2\Omega t$, определяемого угловым положением плоскости поляризации излучаемого сигнала.

3. МЕТОД ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ СЕЛЕКЦИИ ОБЪЕКТОВ НА РАДИОЛОКАЦИОННОМ ИЗОБРАЖЕНИИ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

Как следует из (3) и (4) в качестве информативных признаков для реализации поляризационной селекции анизотропных объектов достаточно использовать амплитуду $A_{2\Omega}$ и фазу $\varphi_{2\Omega}$ второй гармоники частоты поляризационной модуляции, содержащейся в спектре огибающей принятых сигналов. Реализация метода поляризационной селекции заключается в том, чтобы в каждом из N стробов по дальности измерить амплитуду и фазу второй гармоники. Затем с выходов N каналов обработки однотипные сигналы $A_{2\Omega}$ и $\varphi_{2\Omega}$, однозначно связанные с поляризационными параметрами объектов μ и α , находящихся в соответствующем дискрете дальности, поступают на соответствующие им N входов коммутаторов. Коммутатор работает таким образом, что при поступлении на его управляющий вход импульса запуска передатчика РЛС начинает поочередно подключать на время равное длительности зондирующих импульсов однотипные выходы $A_{2\Omega}$ и $\varphi_{2\Omega}$, каналов обработки ко входу индикатора. Очередность подключения та же, что и очередность формирования стробирующих импульсов. При такой схеме коммутации на выходе коммутатора формируется сигнал типа «развертки по дальности» отличающийся от традиционной развертки по дальности тем, что величина напряжения в любой момент времени пропорциональна не уровню принимаемого в данный момент времени сигнала, а поляризационному параметру объекта μ или α . Затем выходные сигналы коммутаторов по каждому из поляризационных параметров сравниваются с порогами и результат сравнения отображается на экране индикатора РЛС. Таким образом, сформированные развертки по дальности по каждому из поляризационных параметров позволяют в реальном масштабе времени и во всем диапазоне дальностей одновременно получить кроме РЛИ построенного по энергетическому параметру, показывающему распределение ЭПР объектов, еще два независимых РЛИ. Эти РЛИ несут свою независимую информацию о поляризационных параметрах наблюдаемых объектах в контролируемом пространстве и позволяют осуществлять обнаружение и селекцию объектов по каждому из поляризационных параметров. На рис. 1 приведены два РЛИ одного и того же участка земной поверхности типа пустыня с мелким кустарником. На рис. 1а РЛИ получено с фиксированной вертикальной поляризацией излучения. На рис. 1 б. в режиме поляризационной селекции по двум поляризационным параметрам μ и α , когда осуществлялась поляризационная модуляция сигнала. Отметка от объекта (цифра 1) – поляризационно-анизотропный трехгранный уголкового отражатель в раскрыве которого была расположена поляризационная решетка в виде параллельно расположенных круглых металлических проводников с диаметром 0,64 мм и шагом 5 мм. Коэффициент анизотропии μ отражателя составил величину – 20дБ. Ориентация поляризационной решетки вертикальная. Метки дальности на РЛИ следуют через 10 км.

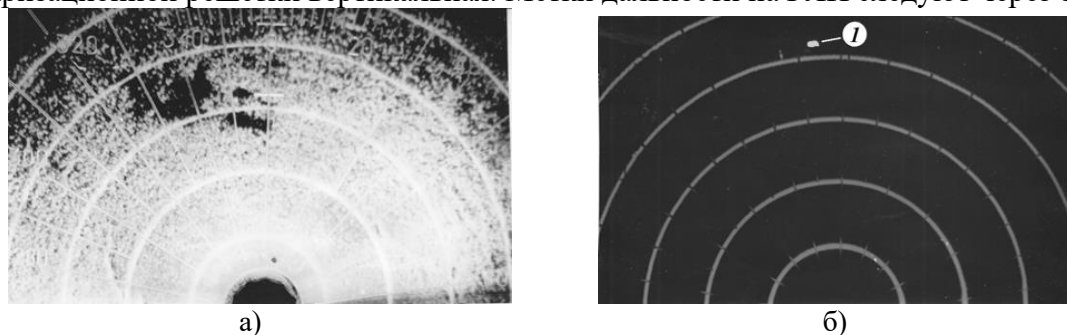


Рис. 1. РЛИ одного и того же участка земной поверхности

а) - в штатном режиме работы РЛС, б) - в режиме поляризационной модуляции сигнала.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследование поляризационно-модулированных по углу ориентации плоскости поляризации зондирующих сигналов позволяет эффективно решать задачи обнаружения точечных поляризационно-анизотропных объектов на РЛИ земной поверхности.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, проект FEWM-2023-0014.

ЛИТЕРАТУРА

1. Татаринов В.Н., Татаринов С.В., Лигтхарт Л.П. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. Томск: Издательство Томского университета, 2006. – 349 с.
2. Козлов А.И., Логвин А.И., Сарычев В.А. Поляризация радиоволн. Кн.2: Радиолокационная поляриметрия. М.: Радиотехника, 2007. - 638 с.
3. Gulko, V.L., Mescheryakov, A.A. A Polarization-Modulation Method for Forming a Radar Image of the Earth's Surface // Instruments and Experimental Techniques, 2022, 65(6), pp. 1000–1004.

REFERENCES

1. Tatarinov V.N., Tatarinov S.V., Ligthart L.P. Introduction to the modern theory of polarization of radar signals. Tomsk: Tomsk University, 2006. - 349 p.
2. Kozlov A.I., Logvin A.I., Sarychev V.A. Polarization of radio waves. Book 2: Radar polarimetry. M.: Radiotekhnika, 2007. - 638 p.
3. Gulko, V.L., Mescheryakov, A.A. A Polarization-Modulation Method for Forming a Radar Image of the Earth's Surface // Instruments and Experimental Techniques, 2022, 65(6), pp. 1000–1004.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СИСТЕМЫ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ «ОПЕРАТОР» ДЛЯ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ ПРИ ПОМОЩИ МЕДИАЛЬНОГО ФИЛЬТРА

В. А. Наумчик¹, С. Н. Горбунов¹, И. С. Гришин¹, А. Р. Зайдуллин¹, В. В. Шатских¹

¹Межвидовой центр подготовки и боевого применения (учебный и испытательный)
(МЦП и БП), Тамбов, Россия

Аннотация. В работе рассматривается метод восстановления зашумленных и смазанных изображений, полученных при использовании средств беспилотных летательных аппаратов (БЛА) во время выполнения разведывательных задач, основанный на применении медиального фильтра.

Ключевые слова: беспилотные летательные аппараты, медиальный фильтр, восстановление изображений.

USING AN IMAGE PROCESSING SYSTEM «OPERATOR» TO RESTORE IMAGES OF OBJECTS USING A MEDIAL FILTER

V. A. Naumchik¹, S. N. Gorbunov¹, I. S. Grishin¹, A. R. Zaidullin¹, V. V. Shatskikh¹

¹Interspecific center for training and combat use (training and testing) (MTsP and BP),
Tambov, Russia

Abstract. The paper considers a method for restoring noisy and blurred images obtained by using unmanned aerial vehicles (UAVs) during reconnaissance tasks, based on the use of a medial filter.

Keywords: unmanned aerial vehicles, medial filter, image restoration.

1. ВВЕДЕНИЕ

На данный момент беспилотные летательные аппараты (БЛА) в сфере радиоэлектронной борьбы используются для осуществления радиопомех. Основным же предназначением беспилотных летательных аппаратов (БЛА) на сегодняшний день остается разведывательные задачи такие, как: получение разведывательных данных, необходимых для подготовки и ведения фронтовых и армейских операций, организации и ведения боя; получение изображений стратегических объектов противника, систем вооружений и военной техники для последующего принятия решения, но из-за несовершенства формирующих и регистрирующих систем записанное ими изображение представляет собой искаженную (нечеткую) копию оригинала.

2. ОСНОВНЫЕ МОДЕЛИ ШУМОВ

На рисунке 1 представлена общая схема формирования изображения.

Где $u(v, v)$ – неизвестная функция распределения яркости объекта, описываемая функцией двух переменных; $s(x, y)$ – наблюдаемое изображение, сформированное из $u(v, v)$ при помощи формирующей системы Ξ :

$$s(x, y) = \Xi * u(v, v). \quad (1)$$

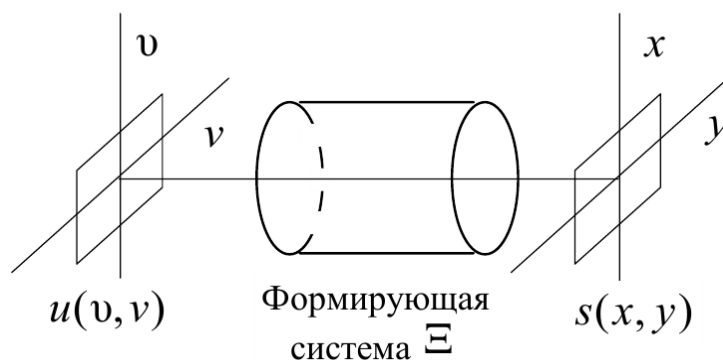


Рис. 1. Общая схема формирования изображения

Как видно из уравнения 1 формирующие системы могут значительно испортить изображение объекта. Поэтому полученные изображения часто имеют дефекты, одним из множества таких изъянов является шум. Чаще всего присутствие шума на изображении является следствием случайных воздействий, которые можно описать тремя моделями: аддитивной, мультипликативной и импульсной.

Наиболее распространенным видом шумов является аддитивный [1]. Он возникает, когда сигнал на выходе изображающей системы может рассматриваться как сумма полезного сигнала и некоторого случайного сигнала (шума). Обычно аддитивный шум характеризуется функцией плотности распределения вероятности. При обработке изображений чаще всего используются следующие функции распределения: распределение Гаусса, распределение Рэля, гамма-распределение, экспоненциальное распределение, равномерное распределение, импульсное распределение. Данные распределения в совокупности представляют собой набор средств, которые позволяют моделировать искажения, связанные с широким диапазоном встречающихся на практике шумов. Например, Гауссов шум возникает на изображении в результате воздействия таких факторов, как шум в электронных цепях, а шум сенсоров из-за недостатка освещения и/или высокой температуры. Распределение Рэля полезно при моделировании шума, который возникает на снимках, снятых с большого расстояния. Экспоненциальное и гамма-распределения отвечают шуму на изображениях, получаемых с использованием лазеров.

Если действие шума сказывается не в каждом пикселе изображения, а только в случайно расположенных точках, в которых значения функции яркости заменяются случайными величинами, то шум называется импульсным. Импульсный шум характерен для систем передачи изображений по радиоканалам с использованием нелинейных методов модуляции, а также для цифровых систем передачи и хранения изображений.

В ситуациях, когда во время оцифровки изображения из-за помех в сети питания возникают переходные процессы, импульсный шум принимает экстремальные значения, которые соответствуют появлению абсолютно черных и белых точек на изображении. Отрицательные импульсы выглядят как черные точки на изображении (перец). А положительные импульсы выглядят как белые точки (соль).

Следующий вид шума – мультипликативный. Примерами мультипликативного шума, влияющего на цифровые фотографии, являются неправильные тени из-за неровностей на поверхности изображаемых объектов, тени, отбрасываемые сложными объектами, такими как листва, темные пятна, вызванные пылью в объективе или датчике изображения, и вариации в усилении отдельных элементов массива датчика изображения.

Но не только шум является источником возникновения дефектов на изображениях. Существует еще множество дефектов, которые не позволяют качественно запечатлеть объект. К таким дефектам относятся смаз, дефокусировка и атмосферные явления. В данной работе они объединены под общим определением – искажающий оператор. На рисунке 2 из [2] представлен процесс искажения и восстановления изображения от существующих дефектов.

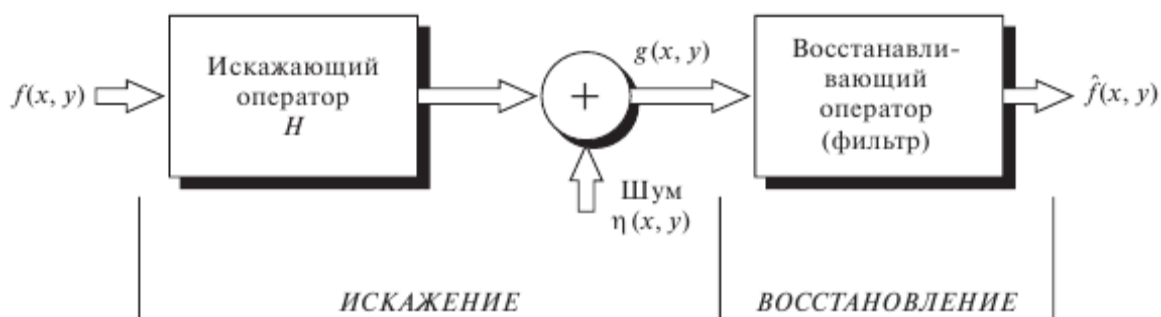


Рис. 2. Модель процесса искажения/восстановления изображения

Где $f(x, y)$ – исходное изображение; H – искажающий оператор; $\eta(x, y)$ – шум; $g(x, y)$ – искаженное изображение; $\hat{f}(x, y)$ – приближение исходного изображения. Задача восстановления состоит в построении некоторого приближения $f(x, y)$ исходного изображения по заданному (искаженному) изображению $g(x, y)$, некоторой информации относительно искажающего оператора H и некоторой информации относительно аддитивного шума $\eta(x, y)$.

Искажающее преобразование на рисунке 2, которому подвергается функция $f(x, y)$ на этапе искажения, может быть записано в виде:

$$g(x, y) = H[f(x, y) + \eta(x, y)] \quad (2)$$

Выразим функцию $f(x, y)$ в терминах непрерывной импульсной функции (δ -функции):

$$f(x, y) = \iint_{-\infty}^{+\infty} f(\alpha, \beta) \delta(x - \alpha, y - \beta) d\alpha d\beta \quad (3)$$

Если подставить выражение (3) в (2), то получим следующее выражение:

$$g(x, y) = H[\iint_{-\infty}^{+\infty} f(\alpha, \beta) \delta(x - \alpha, y - \beta) d\alpha d\beta + \eta(x, y)] \quad (4)$$

Используя свойство аддитивности и однородности, а также учитывая, что $f(\alpha, \beta)$ не зависит от x и y , получим:

$$g(x, y) = \iint_{-\infty}^{+\infty} f(\alpha, \beta) H[\delta(x - \alpha, y - \beta)] d\alpha d\beta + \eta(x, y) \quad (5)$$

Функция под знаком интеграла в правой части последнего равенства называется импульсным откликом или ядром оператора H :

$$H[\delta(x - \alpha, y - \beta)] = h(x, \alpha, y, \beta) \quad (6)$$

Таким образом, функция $h(x, \alpha, y, \beta)$ представляет собой результат действия (отклик) оператора H на δ -функцию, локализованную в точке с координатами (x, y) . Подставив (6) в (5) получим выражение, которое называется интегральное уравнение Фредгольма первого рода:

$$g(x, y) = \iint_{-\infty}^{+\infty} f(\alpha, \beta) h(x, \alpha, y, \beta) d\alpha d\beta + \eta(x, y) \quad (7)$$

Таким образом, если известен отклик системы на импульсную функцию, то отклик системы на любую функцию $f(\alpha, \beta)$ может быть вычислен на основе (7). Другими словами, любая линейная система H полностью характеризуется своим импульсным откликом. Если оператор H является трансляционно-инвариантным, то:

$$H[\delta(x - \alpha, y - \beta)] = h(x - \alpha, y - \beta) \quad (8)$$

Следовательно, выражение (7) примет следующий вид:

$$g(x, y) = \iint_{-\infty}^{+\infty} f(\alpha, \beta) h(x - \alpha, y - \beta) d\alpha d\beta + \eta(x, y) \quad (9)$$

Это выражение является интегралом свертки и показывает, что, зная ядро линейного оператора, можно вычислить результат g и его действие на любую функцию f . Этот результат просто представляет собой свертку ядра с соответствующей функцией. Выражение (9) показывает, что воздействие линейной трансляционно-инвариантной искажающей системы с аддитивным шумом может быть смоделировано в пространственной области как свертка искажающей функции (ядра искажающего оператора) с изображением и использована для последующего прибавления аддитивного шума.

Данные линейные трансляционно-инвариантные модели могут быть использованы для приближенного описания многих типов искажений. Поскольку искажение представляет собой результат свертки, то для восстановления необходимо найти такой фильтр, применение которого приводило бы к обратному процессу.

3. ФИЛЬТРАЦИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПРИ ПОМОЩИ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ «ОПЕРАТОР»

Алгоритмы шумоподавления обычно специализируются на подавлении какого-то конкретного вида шума. Не существует пока универсальных фильтров, детектирующих и подавляющих все виды шумов.

Фильтры шумов на изображении распадаются на две большие категории: методы обработки в пространственной области (пространственные методы) и методы обработки в частотной области (частотные методы). Термин пространственная область относится к плоскости изображения как таковой, и данная категория объединяет подходы, основанные на прямом манипулировании пикселями изображениями. Методы обработки в частотной области основываются на модификации сигнала, формируемого путем применения к изображению преобразования Фурье. Пространственные фильтры предлагают значительно большую гибкость, поскольку, они могут быть использованы как для линейной, так и для нелинейной фильтрации, что не может быть реализовано в частотной области. Поэтому в данной работе будут рассматриваться методы восстановления изображений, которые относятся только к методам пространственной фильтрации.

Ранее были рассмотрены основные модели шумов, которые могут исказить изображения стратегических объектов противника. Так как изображение имеет дефекты анализ его содержимого для принятия решения системой БЛА значительно усложняется. Следовательно, БЛА необходимо оснастить механизмом восстановления изображения.

В настоящее время для оперативного восстановления изображения БЛА используют линейные методы, которые определяются вещественнозначной функцией (ядром фильтра), заданной на растре. Сама фильтрация производится при помощи операции дискретной свертки (взвешенного суммирования). Но использование методов линейной фильтрации не позволяет получить приемлемое решение в ряде практически важных задач.

С целью расширения спектра задач, решаемых средствами цифровой обработки изображений, и преодоления ограничений, присущих методам линейной фильтрации, в настоящее время активно внедряются методы нелинейной цифровой фильтрации.

Медианный фильтр является нелинейной процедурой подавления шумов. Медианный фильтр представляет собой скользящее по полю изображения «окно» W , охватывающее нечетное число отсчетов. Центральный отсчет заменяется медианой всех

элементов изображения, попавших в «окно». Медианой дискретной последовательности x_1, x_2, \dots, x_L для нечетного L называют такой ее элемент, для которого существуют $(L-1)/2$ элементов, меньших или равных ему по величине, и $(L-1)/2$ элементов, больших или равных ему по величине.

Двумерный медианный фильтр с «окном» W определим следующим образом:

$$f'(m,n) = \text{medy}(m,n) = \text{med}[y(m+k, n+l): (k,l) \in W]. \quad (10)$$

Медианный фильтр используется для подавления аддитивного и импульсного шумов на изображении. Характерной особенностью медианного фильтра, отличающей его от линейного сглаживающего, является сохранение перепадов яркости (контуров). Причем если перепады яркости велики по сравнению с дисперсией аддитивного белого шума, то медианный фильтр дает меньшее значение СКО по сравнению с оптимальным линейным фильтром. Особенно эффективным медианный фильтр является в случае импульсного шума. Например, медианный фильтр с «окном» 3×3 полностью подавляет одиночные выбросы на равномерном фоне, а также группы из двух, трех и четырех импульсных выбросов. В общем случае для подавления группы импульсных помех размеры «окна» должны быть по меньшей мере вдвое больше размеров группы помех.

Работает медианный фильтр следующим образом: выбирается размер маски изображения; определяется начальная точка изображения; сортируются в порядке возрастания входные пиксели, которые попадают в маску; и определяется серединный результат (медиана). В качестве примера рассмотрим рисунок 3, где представлено окно размером 3×3 , в данном случае будет пересчитан центральный элемент матрицы, который равен 200. Внизу изображения представлен результат пересчета интенсивности пикселя, который равен 20.

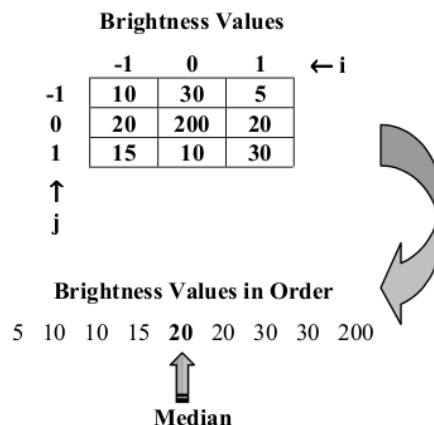


Рис. 3. Алгоритм работы медиального фильтра

Исследование устранения дефектов на тепловом изображении проводилось с помощью «Интеллектуальной системы», разработанной на языке Python с помощью библиотеки OpenCv [3] в научной роте войск РЭБ ВС РФ. В качестве примера рассмотрим изображения 4-9, на которых представлены результаты устранения шумов «соль и перец», «крапинка», а также восстановление смазанного изображения с помощью медиального фильтра.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в данной работе была рассмотрена задача восстановления изображения объекта методом медиальной фильтрации. По результатам исследований, рассмотренный алгоритм показал, что может эффективно восстановить зашумленные и смазанные изображения до приближенного первоначального состояния, с сохранением общей информационной структуры.



Рис. 4. Зашумленное шумом соль и перец изображение



Рис. 5. Восстановленное изображение от шума соль и перец с помощью медиального фильтра



Рис. 6. Зашумленное шумом крапинка изображение



Рис. 7. Восстановленное изображение от шума крапинка с помощью медиального фильтра



Рис. 8. Смазанной изображение специальной техники



Рис. 9. Восстановленное изображение от смаза с помощью медиального фильтра

ЛИТЕРАТУРА

1. Сизиков В.С. Прямые и обратные задачи восстановления изображений, спектроскопии и томографии с MatLab. СПб.: Издательство «Лань», 2017. - 412 с.
2. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. Издание 3-е, исправленное и дополненное. М.: Техносфера, 2012. - 1104 с.
3. Библиотека обработки изображений OpenCV. <http://opencv.org>, 03.03.2023.

REFERENCES

1. Sizikov V.S. Direct and inverse problems of image reconstruction, spectroscopy and tomography with MatLab. St. Petersburg: Publishing house «Lan», 2017. - 412 p.
2. Gonzalez R., Woods R. Digital image processing. 3rd edition, corrected and enlarged. M.: Technosfera, 2012. - 1104 p.
3. OpenCV image processing library. <http://opencv.org>, 03.03.2023.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИМЕНИМОСТИ СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ В ОБНАРУЖЕНИИ И РАСПОЗНАВАНИИ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ

А. А. Васильченко, И. В. Керимов

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

Аннотация. В статье представлены результаты оценивания чувствительности детекторов на сверточных нейронных сетях в условиях применения различных стратегий обработки изображений. Приведены зависимости чувствительности детекторов в зависимости от степени зашумления для различных стратегий обработки изображений.

Ключевые слова: сверточные нейронные сети, цветовое пространство, чувствительность.

RESEARCH OF APPLICABILITY CONVOLUTION OF NEURAL NETWORKS IN DETECTION AND RECOGNITION OF AIR OBJECTS

A. A. Vasilchenko, I. V. Kerimov

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

Abstract. In article results of estimation of sensitivity of detectors on convolution neural networks (CNN) in the conditions of application of various strategy of processing of images are presented. Dependences of sensitivity of detectors depending on level of noise for various strategy of processing of images are resulted.

Keywords: CNN, colour space, sensitivity.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время существуют различные подходы к обнаружению (выделению) и распознаванию объектов по изображениям (снимкам), основанные на теории распознавания образов, цифровой обработки и анализа изображений, теории множеств, корреляционных методах, сверточных нейронных сетях (CNN), гистограммном анализе изображений и т.д. [1-9]. В связи с техническими особенностями процесса слежения за объектами системами технического зрения в робототехнических комплексах, наличием высокоскоростных каналов съемки и появлением дефектов на изображениях, таких как наличие шумов (аддитивных, мультипликативных, импульсных) и смазывание возникает необходимость применения таких детекторов, способных в условиях указанных дефектов снимков устойчиво выполнять функции выделения и распознавания наблюдаемых объектов (НО). При решении задачи классификации (расознавания) часто требуется оценить качество используемых детекторов (классификаторов) с целью сравнения и выявления наилучшего детектора для дальнейшего применения на новых данных и выбора наиболее эффективного фильтра изображения в условиях возмущающего шума. Работа детектора может быть охарактеризована его достоверностью, то есть способностью принимать верные решения. Оценку достоверности классификатора, как правило, можно получить экспериментально.

2. ВЫБОР ПОКАЗАТЕЛЯ ДОСТОВЕРНОСТИ

В качестве исследуемых детекторов были рассмотрены сверточные нейронные сети. Большим преимуществом искусственных нейронных сетей является то, что они характеризуют такие их свойства как массивное распараллеливание процесса обработки информации способность к обобщению.

В качестве детекторов распознавания использовались сверточные нейронные сети RESNET101, RESNET50, Alexnet, VGG16, VGG19, squeezeNet и др. Исходя из того, системы технического зрения оборудованы камерами с различными характеристиками, необходимым является выбор стратегии формирования выборки, которая позволит достичь наилучших показателей распознавания после дообучения детекторов. Оценивалось влияние стратегии формирования тестовой выборки на чувствительность детекторов при различной зашумленности изображений. В качестве шумов моделей шумов рассматривались аддитивный (АБГШ), мультипликативный и импульсный шум.

Выборки формировались в два этапа по четырем стратегиям:

1) Первая стратегия подразумевает искусственное зашумление изображения с дальнейшей вырезкой из исходного изображения объекта испытаний по размеру входного слоя детектора.

2) Вторая стратегия заключается в искусственном зашумлении изображения с последующей передискретизация исходного изображения по размеру входного слоя детектора.

3) Третья и четвертая стратегии аналогичны первой и второй соответственно, за исключением порядка проведения операций. В начале проводится обработка изображения, затем зашумление.

Изображения зашумлялись тремя различными шумами АБГШ, импульсный и мультипликативный.

Для расчета чувствительности использовалась следующая формула:

$$recall = \frac{K_{TT}}{K_{TT} + K_{TP}} \quad (1)$$

где K_{TT} , K_{TP} – количество ложноположительных и ложноотрицательных исходов классификации.

3. ОЦЕНИВАНИЕ ДОСТОВЕРНОСТИ ДЕТЕКТОРОВ

После проведения расчетов получены чувствительности по всем детекторам, для исследуемых видов шумов, для каждой используемой стратегии.

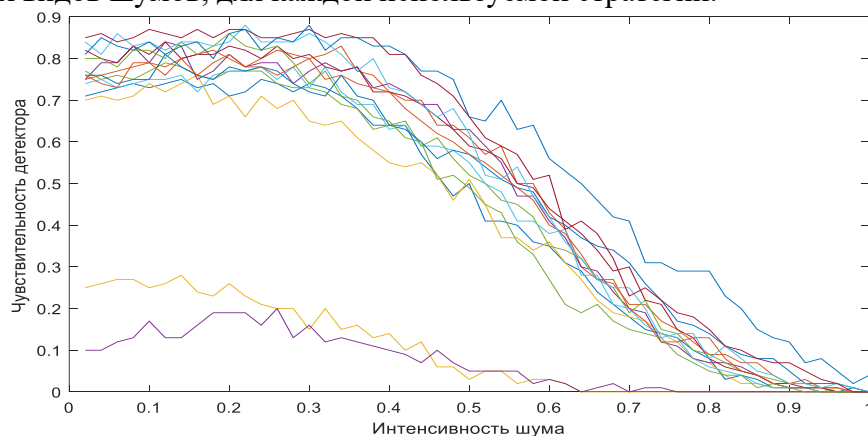


Рис. 1. Чувствительности детекторов при различных значениях интенсивности АБГШ для первой стратегии

Для первой стратегии (рис. 1) основная часть детекторов обладает необходимым значением чувствительности. Тринадцать детекторов однозначно обладают чувствительностью больше 0.5. Однако, два детектора, Alexnet и squeezeNet, показывают наименьшую чувствительность.

Для второй стратегии (рис. 2) все детекторы обладают необходимым значением чувствительности.

Для третьей стратегии (рис. 3) одиннадцать детекторов удовлетворяют необходимым требованиям по чувствительности. При этом уровень чувствительности детектора свыше 0.5 сохраняется даже при шуме интенсивностью до 0,63.

Для четвертой стратегии (рис. 4) пиковые значения чувствительности некоторых детекторов превышают пиковые значения второй стратегии, однако, при данной стратегии четыре классификатора не удовлетворяют требованиям по чувствительности. Анализируя все четыре стратегии, можно сказать, что вторая стратегия является оптимальной для данного типа шума. Несмотря на минимальную пиковую чувствительность детекторов в условиях АБГШ низкой интенсивности, все детекторы при использовании данной стратегии обладают чувствительностью свыше 0,5 вплоть до шумов интенсивностью 0,65.

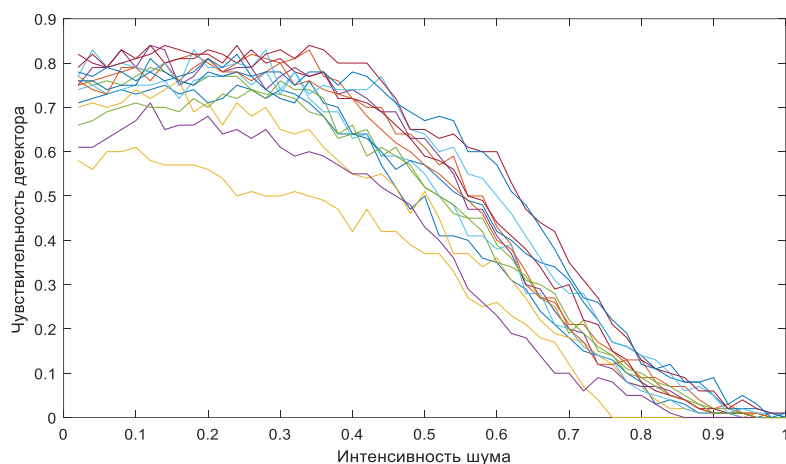


Рис. 2. Чувствительности детекторов при различных значениях интенсивности АБГШ для второй стратегии

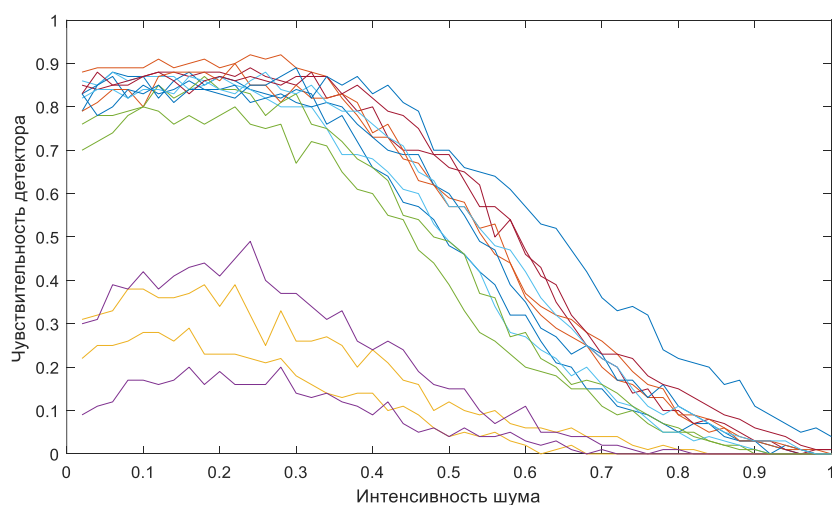


Рис. 3. Чувствительности детекторов при различных значениях интенсивности АБГШ для третьей стратегии

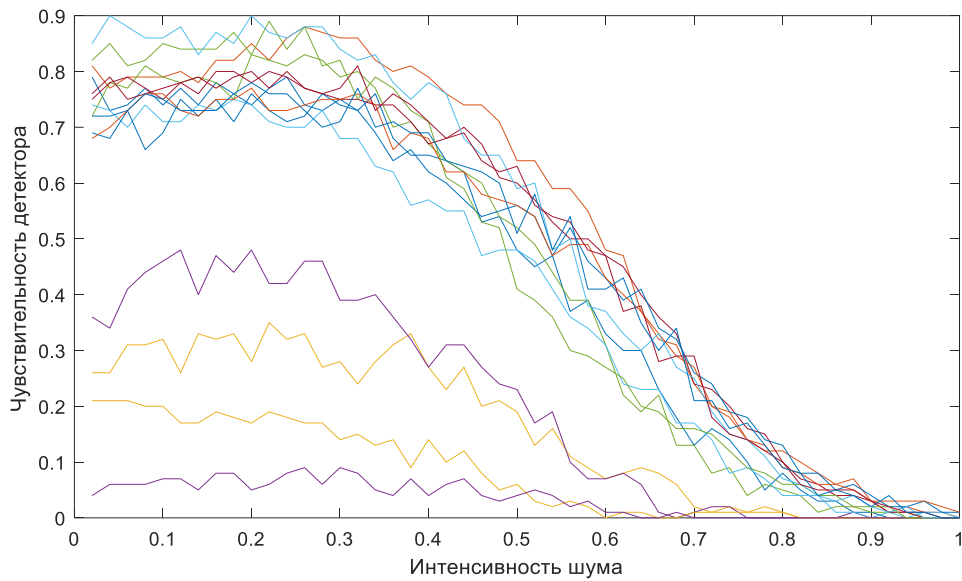


Рис. 4. Чувствительности детекторов при различных значениях интенсивности АБГШ для четвертой стратегии

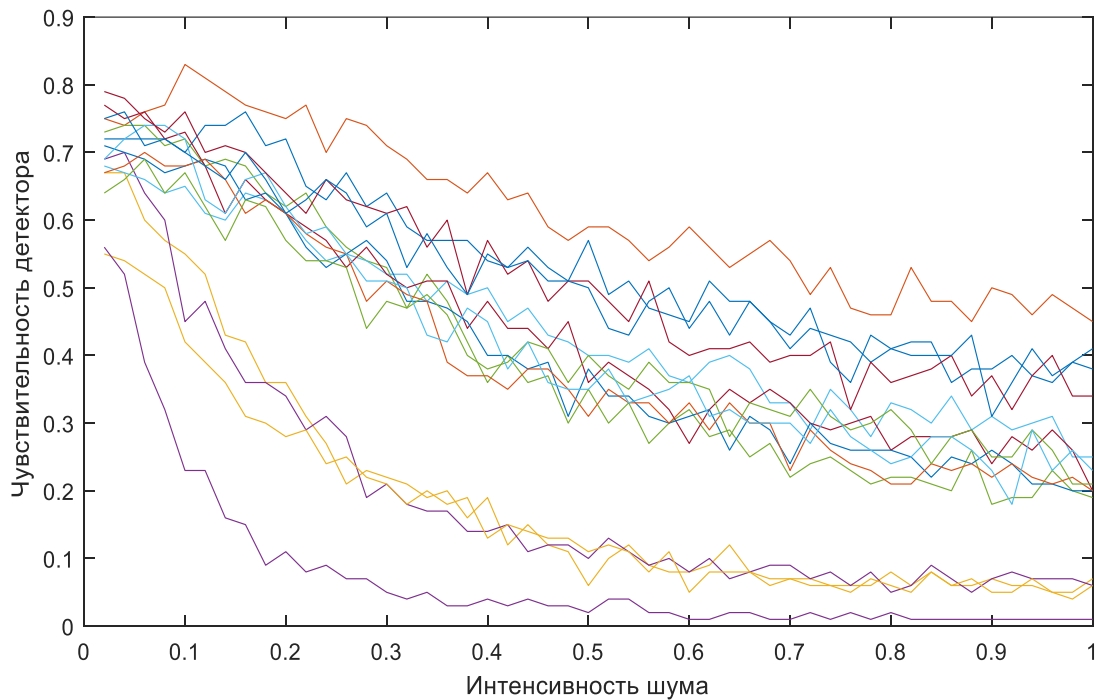


Рис. 5. Чувствительности детекторов при различных значениях интенсивности мультипликативного шума для второй стратегии

В случае с мультипликативным шумом (рисунок 5) применение второй стратегии так же дает наилучший результат по чувствительности детекторов. При этом некоторые детекторы имеют чувствительность свыше 0,45 при любой интенсивности мультипликативного шума от 0 до 1. Однако, такие детекторы как Alexnet и squeezeNet, показывают наименьшую чувствительность.

Для импульсного шума (рис. 6) чувствительности детекторов ниже в сравнении с влиянием других шумов, однако чувствительность большинства детекторов выше 0,4 при интенсивности шума от 0 до 0,5.

Таким образом, можно сказать, что вторая стратегия формирования набора данных, для обучения детекторов и улучшения показателей классификации объектов

испытаний является оптимальной при любом из рассмотренных шумов. При применении данной стратегии детекторы наименее подвержены влиянию мультипликативного шума.

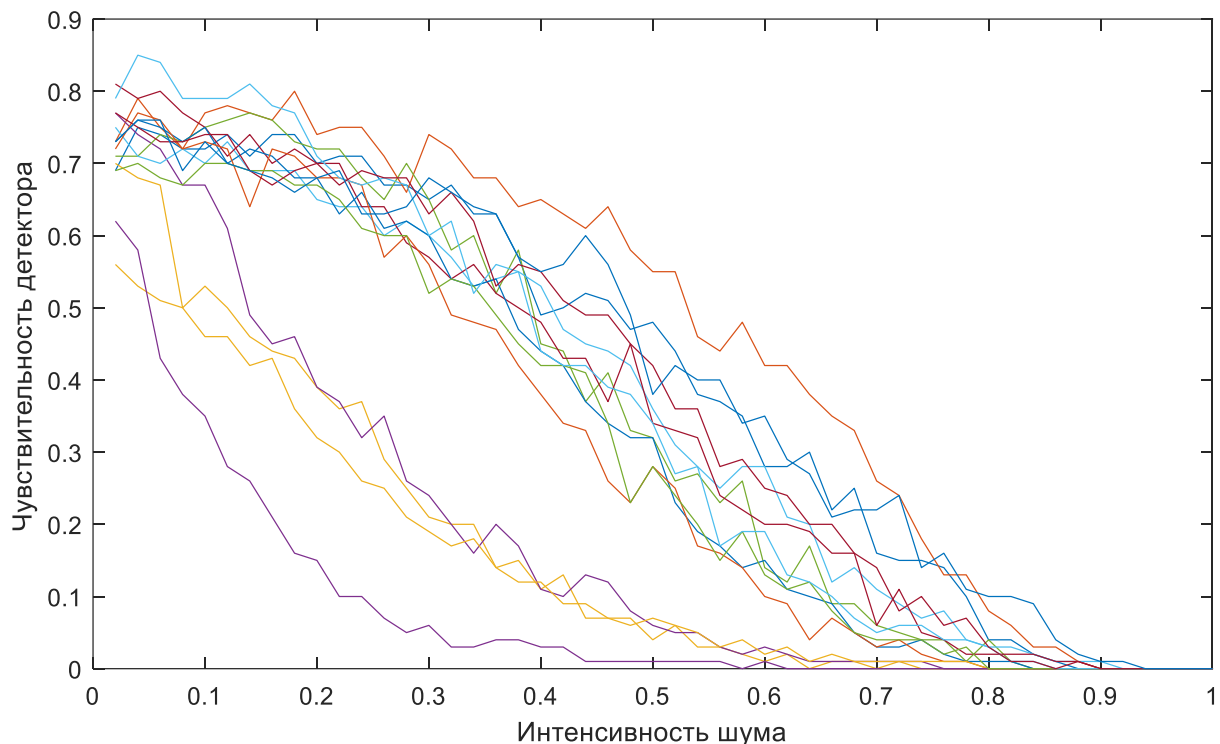


Рис. 6. Чувствительности детекторов при различных значениях интенсивности импульсного шума для третьей стратегии

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты оценивания чувствительности классификации сверточных нейронных детекторов от степени зашумленности снимков для различных значений окрестности пространственного фильтра показывают, что с увеличением значения окрестности достоверность нейронного детектора уменьшается.

ЛИТЕРАТУРА

1. Визильтер Ю.В., Желтов С.Ю., Бондаренко А.В., Ососков М.В., Моржин А.В. Обработка и анализ изображений в задачах машинного зрения: Курс лекций и практических занятий. – М.: Физматкнига, 2010. – 672 с.
2. Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений. - М.: Техносфера, 2005. - 1007 с.
3. Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений в среде Matlab. - М.: Техносфера, 2006. - 615 с.
4. Powers D. M. Evaluation: From precision, recall and f-factor to roc, informedness, markedness and correlation. // Technical report, School of Informatics and Engineering, Flinders University Adelaide, South Australia. – 2007.
5. Мерков А. Б. Распознавание образов: введение в методы статистического обучения. – М.: URSS, 2010. – 254 с.
6. Желтов, С. Ю. Обработка и анализ изображений в задачах машинного зрения. - М.: Физматкнига, 2010. - 672 с.
7. Форсайт, Д. А. Компьютерное зрение. Современный подход, 2004. - 928 с.

REFERENCES

1. Visilter Yu. V., Zheltov S. Yu., Bondarenko A.V., Ososkov M. V., Morzhin A.V. Image processing and analysis in machine vision problems: A course of lectures and practical classes. - Moscow: Fizmatkniga, 2010 – - 672 p.
2. Gonzalez, R. Digital image processing. - Moscow: Technosphere, 2005. - 1007 p.
3. Gonzalez, R. Digital image processing in the Matlab environment. - Moscow: Technosphere, 2006. – 615 p.
4. Powers D. M. Evaluation: From precision, recall and f-factor to roc, informedness, markedness and correlation. // Technical report, School of Informatics and Engineering, Flinders University, Adelaide, South Australia. – 2007.
5. The mark of A. B. pattern Recognition: an introduction to methods of statistical learning. – M.: URSS,2010. – 254 p.
6. Zheltov, S. Yu. Image processing and analysis in machine vision problems. - M.: Fizmatkniga, 2010. - 672 p.
7. Foresight, D. A. Computer vision. Modern approach, 2004. - 928 p.

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ АЛГОРИТМЫ ПРЕДУПРЕЖДЕНИЯ АВАРИЙНЫХ СИТУАЦИЙ НА ОСНОВЕ ДАННЫХ ВИДЕОКАМЕРЫ

Д.И. Веселов¹, Н.А. Андриянов¹

¹Молодежная лаборатория компьютерного зрения Департамента анализа данных и машинного обучения, Финансовый университет при Правительстве Российской Федерации, Москва, Россия

Аннотация. Усталость водителя является одной из причин дорожно-транспортных происшествий (ДТП) в наши дни. Одним из подходов к предотвращению сонливости является своевременное предупреждение об этом. Для выявления сонливого водителя были применены различные методы. В рамках настоящей статьи проводится углубленное изучение двух существующих методов определения усталости и сонливости. Первый алгоритм основан на сверточной нейронной сети (СНС) MobileNetV2, которая была обучена на открытом наборе данных. Вторая модель строится на измерении коэффициента открытия глаза (EAR).

Ключевые слова: компьютерное зрение; распознавания изображений; обнаружение сонливости; обнаружение лица; MobileNetV2; трансферное обучение; сверточные нейронные сети, EAR.

MATHEMATICAL ALGORITHMS FOR CRASHES PREVENTION BASED ON VIDEO

D.I. Veselov¹, N.A. Andriyanov¹

¹Youth Laboratory of Computer Vision, Financial University under the Government of the Russian Federation, Moscow, Russia

Abstract. Driver fatigue is one of the causes of road accidents these days. One of the approaches to preventing drowsiness is a timely warning about it. Various methods were used to identify the drowsy driver. Within the framework of this article, an in-depth study of two existing methods for determining fatigue and drowsiness is carried out. The first algorithm is based on the convolutional neural network (CNN) MobileNetV2, which was trained on an open data set. The second model is based on the measurement of the eye aspect ratio (EAR).

Keywords: computer vision; image classification; drowsiness detection; face detection; MobileNetV2; transfer learning, convolutional neural networks, EAR.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время существуют усовершенствованные системы помощи водителю (ADAS), которые являются частью системы активной безопасности водителя и помогают избежать дорожно-транспортного происшествия (ДТП). Целью таких систем является содействие сокращению летальных случаев с помощью новых технологий; то есть включение новых систем для повышения безопасности транспортного средства и в то же время уменьшение опасных ситуаций, которые могут возникнуть во время вождения из-за человеческих ошибок [1-3]. Сонливость появляется в ситуациях стресса и усталости неожиданным и неподходящим образом и может быть вызвана нарушениями сна, определенными видами лекарств или же рутинными действиями, например, при длительном вождении автомобиля. Ощущение сна снижает уровень бдительности, это приводит к созданию опасных ситуаций и увеличивает вероятность возникновения ДТП.

Сонливость является причиной от 10% до 20% дорожно-транспортных происшествий, приводя как к гибели [4], так и к травмам [5], тогда как в сфере грузоперевозок 57% аварий со смертельным исходом вызваны этой проблемой [6, 7]. Одной исследовательской группой [8] было заявлено, что 30% всех дорожно-транспортных происшествий были вызваны сонливостью. В этом контексте важно использовать новые технологии для проектирования и создания систем, способных анализировать состояние водителей и измерять уровень их внимания в течение всего процесса вождения. Было обнаружено, что люди в состоянии сонливости имеют несколько визуальных сигналов, которые можно обнаружить на человеческом лице:

1. Частота моргания глаз [9];
2. Коэффициент открытия глаза EAR [10].

Перечисленные паттерны поведения усталых водителей позволили создать два алгоритма по анализу состояния участника дорожного движения. Первая модель основана на известной архитектуре сверточной нейронной сети (СНС) MobileNetV2 [11], в то время как вторая базируется на измерении коэффициента EAR .

2. ОБЗОР ИСТОЧНИКОВ

В данный момент времени большое внимание уделяется методам глубокого обучения на основе сверточных нейронных сетей для обнаружения закрытости глаз [12, 13]. До этого основное внимание уделялось идентификации ключевых точек на лице с помощью обнаружения ключевых точек [14]. Основанные на этих свойствах алгоритмы могут быть применены в распознавании лиц [15]. Было выяснено, что центр глаза является наиболее важным участком лица, нежели чем края глаз [16], поскольку с помощью центра можно устранить вращение лица в плоскости и вычислить расстояние между глазами, и таким образом удастся приблизительно определить размер лица [17]. Это является полезной подсказкой для определения местоположения других точек лица человека [18]. На основе представленных фактов были разработаны следующие алгоритмы: Template matching [19], интегральная проекция [20], snakes [21], deformable template [22], преобразование Хафа [23].

Существует ряд систем обнаружения сонливости, основанных на СНС. Исследователи в [24] предложили собственную архитектуру под названием Deep Dreaminess Detections (DDD). Представленная модель состоит из нескольких СНС: AlexNet [25], VGGNet-FaceNet [26]. Выходные данные этих сетей объединяются и передаются в классификационный слой softmax для обнаружения сонливости. Система DDD была протестирована на наборе данных NTHU-sleepsy и показала хорошие результаты. Группа ученых в [27] предложила модель глубокой нейронной сети, которая может быть развернута на одноплатном микрокомпьютере. Представленный набор данных был использован для тестирования СНС. Исследователи в [28] представили нейронную сеть, основанную на классификации открытых и закрытых глаз с использованием датчика освещенности камеры. Был использован набор данных ZJU eye blink. За основу была взята архитектура ResNet-50 [29]. Представленная архитектура превзошла AlexNet [25], GoogLeNet [30] и VGG-Face fine-tuning [26].

3. МЕТОДОЛОГИЯ ОБНАРУЖЕНИЯ СОНЛИВОСТИ ВОДИТЕЛЯ

3.1 Модель на основе СНС

Для обучения СНС MobileNet V2 использовался открытый набор данных MRL Eyes Dataset, состоящий из изображений человеческих глаз, снятых в инфракрасном спектре и высоком разрешении. Модель получила точность близкую к 99% в 84 000 случаях, что

дает надежную и эффективную оценку в определении сонливости водителя. График обучения представлен ниже.

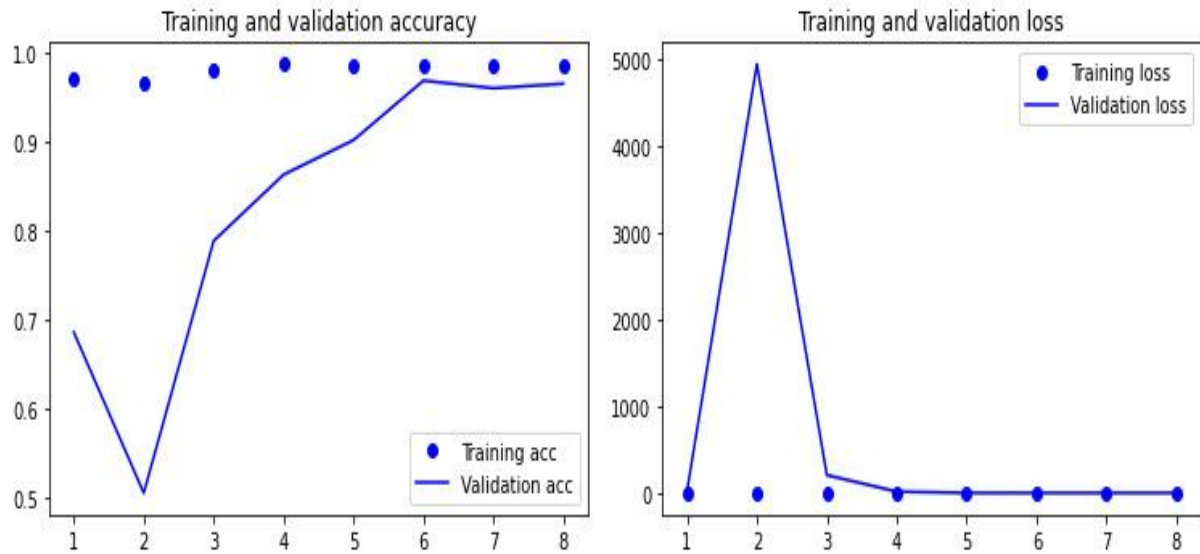


Рис 1. Графики функции потерь и точности при обучении нейронной сети
Тестирование математической модели проводилось в режиме реального времени.

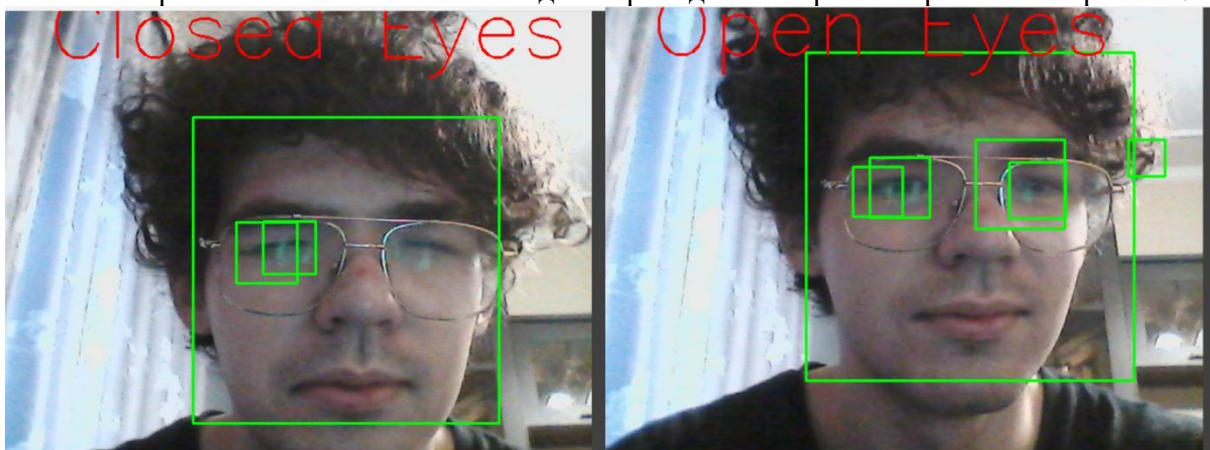


Рис 2. Пример распознавания состояния глаз

Модель на основе архитектуры MobileNetV2 с поставленной задачей справилась, однако мы видим, что второй закрытый глаз не был обнаружен. Анализ результатов на валидационной выборке, тем не менее, показывает, что алгоритм способен качественно распознавать, в каком состоянии находятся глаза человека.

3.2 Измерение EAR

Методика измерения EAR призвана определять сонливость водителя посредством определения факта: закрыты глаза или открыты.

Формула EAR выглядит следующим образом:

$$EAR = \frac{\|P2 - P6\| + \|P3 - P5\|}{2 * \|P1 - P4\|}, \text{ где величины } P1, P2, \dots, P6 \text{ представлены на рис. 3.}$$

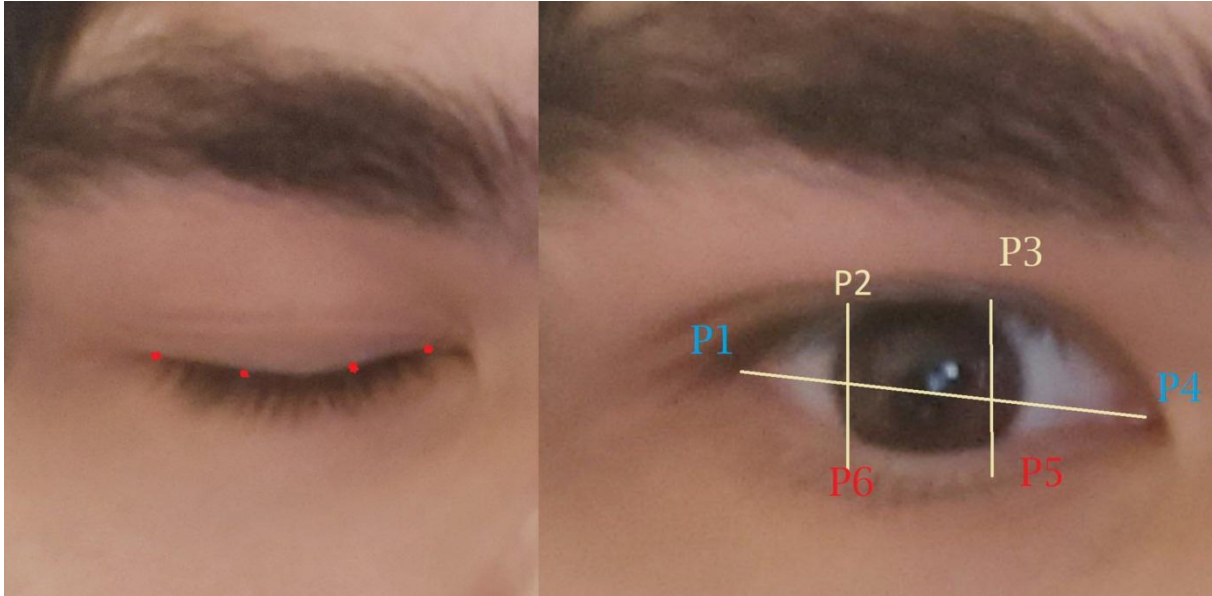


Рис. 3. Ориентиры для определения EAR

Отслеживание скалярной величины EAR будет происходить в режиме реального времени. Поскольку показатель EAR вычисляется для каждого глаза, то было принято решения в качестве результирующего значения выбрать средний показатель EAR между левым и правым глазом. Результаты представлены ниже.



Рис. 4. Пример расчета коэффициента EAR

Алгоритм на основе EAR способен обеспечивать качественное определение сонливости водителя.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящем исследовании были рассмотрены два различных подхода к выявлению усталости водителя.

Первое решение основано на применении ИНС на основе архитектуры MobileNetV2. Показано, что алгоритм способен отслеживать движение лица, глаз и моргание на хорошем уровне.

Второй алгоритм основан на высчитывании коэффициента EAR. С задачей распознавания состояния глаз водителя данное решение справляется. Однако в будущих исследованиях необходимо использовать последовательность подобных значений для более точной оценки.

Результаты предлагаемых алгоритмов в таком случае обеспечат эффективное и жизнеспособное решение для обнаружения сонливости водителя и, таким образом, будут способны предотвращать дорожно-транспортные происшествия.

ЛИТЕРАТУРА

1. Brandt T, Stemmer R, Mertsching B, Rakotonirainy A: Affordable visual driver monitoring system for fatigue and monotony. Proceedings of the IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics (SMC '04), October 2004 7: 6451-6456.
2. Brookhuis, K. A.; de Waard, Dick; Janssen, Wiel H. (2001-06-01). "Behavioural impacts of Advanced Driver Assistance Systems—An Overview". *European Journal of Transport and Infrastructure Research*. doi:10.18757/ejtir.2001.1.3.3667
3. Andriyanov, N. A. and Lutfullina, A. A.: EYE RECOGNITION SYSTEM TO PREVENT ACCIDENTS ON THE ROAD, *Int. Arch. Photogramm. Remote Sens. Spatial Inf. Sci.*, XLIV-2/W1-2021, 1–5, <https://doi.org/10.5194/isprs-archives-XLIV-2-W1-2021-1-2021>, 2021.
4. Tian Z, Qin H: Real-time driver's eye state detection. Proceedings of the IEEE International Conference on Vehicular Electronics and Safety, October 2005 285-289.
5. Dong W, Wu X: Driver fatigue detection based on the distance of eyelid. Proceedings of the IEEE International Workshop on VLSI Design and Video Technology (IWVDVT '05), May 2005, Suzhou-China 397-400.
6. Ji Q, Yang X: Real-time eye, gaze, and face pose tracking for monitoring driver vigilance. *Real-Time Imaging* 2002, 8(5):357-377. 10.1006/rtim.2002.0279
7. Bergasa LM, Nuevo J, Sotelo MA, Vázquez M: Real-time system for monitoring driver vigilance. Proceedings of the IEEE Intelligent Vehicles Symposium, June 2004 78-83.
8. Brandt T, Stemmer R, Mertsching B, Rakotonirainy A: Affordable visual driver monitoring system for fatigue and monotony. Proceedings of the IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics (SMC '04), October 2004 7: 6451-6456.
9. Андриянов Н.А., Орлов Е.А. "Разработка модели машинного обучения для оценки состояния глаз водителя" *Инженерный вестник Дона*, №. 5 (89), 2022, pp. 142-159.
10. Soukupova, Tereza, and Jan Cech. (2016) "Eye Blink Detection Using Facial Landmarks." 21st Computer Vision Winter Workshop, Rimske Toplice, Slovenia.
11. Mark Sandler, Andrew Howard, Menglong Zhu, Andrey Zhmoginov, & Liang-Chieh Chen. (2019). *MobileNetV2: Inverted Residuals and Linear Bottlenecks*.
12. J.F. Cohn A.J. Zlochow J.J. Lien and T. Kanade. "Feature-Point Tracking by Optical Flow Discriminates Subtle Differences in Facial Expression". In: *Proc. Int'l Conf. Automatic Face and Gesture Recognition*. 1998, pp. 396–401.
13. T.F. Cootes C.J. Taylor D.H. Cooper and J. Graham. "Active Shape Models—Training and Application". In: *Computer Vision Image Understanding* 61.1 (1995), pp. 38–59.
14. F. W. Campbell. *How Much of the Information Falling on the Retina Reaches the Visual Cortex and How Much is Stored in the Memory?* Seminar at the Pontificae Academiae Scientiarum Scripta Varia, 1983.
15. M. Pantic and L.J.M. "Automatic analysis of facial expressions: the state of the art". In: *IEEE Trans. Pattern Analysis and Machine Learning* 22.12 (1996), pp. 1424–1445.
16. M. Bartlett, G. C. Littlewort, M. G. Frank, C. Lainscsek, I. R. Fasel, and J. R. Movellan. *Automatic recognition of facial actions in spontaneous expressions*. *Journal of Multimedia*, 1(6):22–35, 2006
17. I. A. Essa and A. P. Pentland "Coding Analysis Interpretation and Recognition of Facial Expressions," *IEEE Trans. PAMI* vol. 19 no. 7 pp. 757-763 July 1997.

18. G. W. Cottrell and J. Metcalfe. "EMPATH: Fface, Emotion, Gender Recognition Using Holons". In: *Advances in Neural Information Processing Systems 3*. ed: R.P. Lippman, 1991, pp. 564–571.
19. R. Brunelli, *Template Matching Techniques in Computer Vision: Theory and Practice*, Wiley, ISBN 978-0-470-51706-2, 2009
20. Ellner, S. P. and Rees, M. (2006). Integral projection models for species with complex demography. *Am. Nat.* 167 410–428.
21. M. Kass, A. Witkin, and D. Terzopoulos. "Snakes: Active contour models". In: *Int. Journal of Computer Vision* 1.4 (1987), pp. 321–331.
22. Christensen, G., Rabbitt, R., & Miller, M. (02 1996). Deformable template using large deformation kinematics. *IEEE Transactions on Image Processing : A Publication of the IEEE Signal Processing Society*, 5, 1435–1447. doi:10.1109/83.536892
23. Shapiro, Linda and Stockman, George. "Computer Vision", Prentice-Hall, Inc. 2001
24. S. Park, F. Pan, S. Kang, and C. D. Yoo, "Driver drowsiness detection system based on feature representation learning using various deep networks," in *Asian Conference on Computer Vision*. Springer, 2016, pp. 154–164.
25. Krizhevsky, Alex; Sutskever, Ilya; Hinton, Geoffrey E. (2017-05-24). "ImageNet classification with deep convolutional neural networks" (PDF). *Communications of the ACM*. 60 (6): 84–90. doi:10.1145/3065386. ISSN 0001-0782. S2CID 195908774
26. Q. Cao, L. Shen, W. Xie, O. M. Parkhi, A. Zisserman *VGGFace2: A dataset for recognising faces across pose and age International Conference on Automatic Face and Gesture Recognition*, 2018
27. B. Reddy, Y.-H. Kim, S. Yun, C. Seo, and J. Jang, "Realtime driver drowsiness detection for embedded system using model compression of deep neural networks," in *Computer Vision and Pattern Recognition Workshops (CVPRW)*, 2017 IEEE Conference on. IEEE, 2017, pp. 438–445.
28. K. W. Kim, H. G. Hong, G. P. Nam, and K. R. Park, "A study of deep cnn-based classification of open and closed eyes using a visible light camera sensor," *Sensors*, vol. 17, no. 7, p. 1534, 2017.
29. Kaiming He, Xiangyu Zhang, Shaoqing Ren, & Jian Sun. (2015). *Deep Residual Learning for Image Recognition*.
30. Lecun, Y.; Bottou, L.; Bengio, Y.; Haffner, P. (1998). "Gradient-based learning applied to document recognition" (PDF). *Proceedings of the IEEE*. 86 (11): 2278–2324. doi:10.1109/5.726791

REFERENCES

1. Brandt T, Stemmer R, Mertsching B, Rakotonirainy A: Affordable visual driver monitoring system for fatigue and monotony. *Proceedings of the IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics (SMC '04)*, October 2004 7: 6451-6456.
2. Brookhuis, Karel A.; de Waard, Dick; Janssen, Wiel H. (2001-06-01). "Behavioural impacts of Advanced Driver Assistance Systems—An Overview". *European Journal of Transport and Infrastructure Research*. doi:10.18757/ejtir.2001.1.3.3667
3. Andriyanov, N. A. and Lutfullina, A. A.: EYE RECOGNITION SYSTEM TO PREVENT ACCIDENTS ON THE ROAD, *Int. Arch. Photogramm. Remote Sens. Spatial Inf. Sci.*, XLIV-2/W1-2021, 1–5, <https://doi.org/10.5194/isprs-archives-XLIV-2-W1-2021-1-2021>, 2021.
4. Tian Z, Qin H: Real-time driver's eye state detection. *Proceedings of the IEEE International Conference on Vehicular Electronics and Safety*, October 2005 285-289.

5. Dong W, Wu X: Driver fatigue detection based on the distance of eyelid. Proceedings of the IEEE International Workshop on VLSI Design and Video Technology (IWVDVT '05), May 2005, Suzhou-China 397-400.
6. Ji Q, Yang X: Real-time eye, gaze, and face pose tracking for monitoring driver vigilance. *Real-Time Imaging* 2002, 8(5):357-377. 10.1006/rtim.2002.0279
7. Bergasa LM, Nuevo J, Sotelo MA, Vázquez M: Real-time system for monitoring driver vigilance. Proceedings of the IEEE Intelligent Vehicles Symposium, June 2004 78-83.
8. Brandt T, Stemmer R, Mertsching B, Rakotonirainy A: Affordable visual driver monitoring system for fatigue and monotony. Proceedings of the IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics (SMC '04), October 2004 7: 6451-6456.
9. Andriyanov N.A., Orlov E.A. "Development of a machine learning model for assessing the condition of the driver's eyes" *Engineering Bulletin of the Don*, no. 5 (89), 2022, pp. 142-159.
10. Soukupova, Tereza, and Jan Cech. (2016) "Eye Blink Detection Using Facial Landmarks." 21st Computer Vision Winter Workshop, Rimske Toplice, Slovenia.
11. Mark Sandler, Andrew Howard, Menglong Zhu, Andrey Zhmoginov, & Liang-Chieh Chen. (2019). MobileNetV2: Inverted Residuals and Linear Bottlenecks.
12. J.F. Cohn A.J. Zlochow J.J. Lien and T. Kanade. "Feature-Point Tracking by Optical Flow Discriminates Subtle Differences in Facial Expression". In: Proc. Int'l Conf. Automatic Face and Gesture Recognition. 1998, pp. 396-401.
13. T.F. Cootes C.J. Taylor D.H. Cooper and J. Graham. "Active Shape Models—Training and Application". In: Computer Vision Image Understanding 61.1 (1995), pp. 38-59.
14. F. W. Campbell. How Much of the Information Falling on the Retina Reaches the Visual Cortex and How Much is Stored in the Memory? Seminar at the Pontificae Academiae Scientiarum Scripta Varia, 1983.
15. M. Pantic and L.J.M. "Automatic analysis of facial expressions: the state of the art". In: IEEE Trans. Pattern Analysis and Machine Learning 22.12 (1996), pp. 1424-1445.
16. M. Bartlett, G. C. Littlewort, M. G. Frank, C. Lainscsek, I. R. Fasel, and J. R. Movellan. Automatic recognition of facial actions in spontaneous expressions. *Journal of Multimedia*, 1(6):22-35, 2006
17. I. A. Essa and A. P. Pentland "Coding Analysis Interpretation and Recognition of Facial Expressions," *IEEE Trans. PAMI* vol. 19 no. 7 pp. 757-763 July 1997.
18. G. W. Cottrell and J. Metcalfe. "EMPATH: Fface, Emotion, Gender Recognition Using Holons". In: *Advances in Neural Information Processing Systems* 3. ed: R.P. Lippman, 1991, pp. 564-571.
19. R. Brunelli, *Template Matching Techniques in Computer Vision: Theory and Practice*, Wiley, ISBN 978-0-470-51706-2, 2009
20. Ellner, S. P. and Rees, M. (2006). Integral projection models for species with complex demography. *Am. Nat.* 167 410-428.
21. M. Kass, A. Witkin, and D. Terzopoulos. "Snakes: Active contour models". In: *Int. Journal of Computer Vision* 1.4 (1987), pp. 321-331.
22. Christensen, G., Rabbitt, R., & Miller, M. (02 1996). Deformable template using large deformation kinematics. *IEEE Transactions on Image Processing : A Publication of the IEEE Signal Processing Society*, 5, 1435-1447. doi:10.1109/83.536892
23. Shapiro, Linda and Stockman, George. "Computer Vision", Prentice-Hall, Inc. 2001
24. S. Park, F. Pan, S. Kang, and C. D. Yoo, "Driver drowsiness detection system based on feature representation learning using various deep networks," in *Asian Conference on Computer Vision*. Springer, 2016, pp. 154-164.

25. Krizhevsky, Alex; Sutskever, Ilya; Hinton, Geoffrey E. (2017-05-24). "ImageNet classification with deep convolutional neural networks" (PDF). *Communications of the ACM*. 60 (6): 84–90. doi:10.1145/3065386. ISSN 0001-0782. S2CID 195908774
26. Q. Cao, L. Shen, W. Xie, O. M. Parkhi, A. Zisserman VGGFace2: A dataset for recognising faces across pose and age International Conference on Automatic Face and Gesture Recognition, 2018
27. B. Reddy, Y.-H. Kim, S. Yun, C. Seo, and J. Jang, "Realtime driver drowsiness detection for embedded system using model compression of deep neural networks," in *Computer Vision and Pattern Recognition Workshops (CVPRW), 2017 IEEE Conference on*. IEEE, 2017, pp. 438–445.
28. K. W. Kim, H. G. Hong, G. P. Nam, and K. R. Park, "A study of deep cnn-based classification of open and closed eyes using a visible light camera sensor," *Sensors*, vol. 17, no. 7, p. 1534, 2017.
29. Kaiming He, Xiangyu Zhang, Shaoqing Ren, & Jian Sun. (2015). *Deep Residual Learning for Image Recognition*.
30. Lecun, Y.; Bottou, L.; Bengio, Y.; Haffner, P. (1998). "Gradient-based learning applied to document recognition" (PDF). *Proceedings of the IEEE*. 86 (11): 2278–2324. doi:10.1109/5.726791

ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ОПТИЧЕСКОМУ РАСПОЗНАВАНИЮ ОБЪЕКТОВ БОЕВОЙ ОБСТАНОВКИ

М.Б. Тляшок, В.П. Хоборова, В.О. Хилько.

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

Аннотация. В статье представлена программа для выполнения оптического распознавания объектов боевой обстановки для устройств на базе Android. Разработанная программа позволит автоматизировать процесс обработки и анализа изображений, а именно сегментирования, разбиения изображения на классы для наглядной демонстрации объектов боевой обстановки.

Ключевые слова: сегментация изображения, нейронная сеть, обработка и анализ изображений.

PROPOSALS FOR OPTICAL RECOGNITION OF COMBAT SITUATION OBJECTS

M.B. Tlyashok, V.P. Khoborova, V.O. Khilko.

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

Abstract. The article presents a program for performing optical recognition of combat situation objects for Android-based devices. The developed program will automate the process of image processing and analysis, namely segmentation, splitting the image into classes for visual demonstration of objects of the combat situation.

Keywords: image segmentation, neural network, image processing and analysis.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в системах военной связи предпочтение отдается цифровой информации. Поиск и извлечение необходимых данных, происходит намного проще благодаря полуавтоматическим системам навигации по различным наборам тестов, изображений и видео. В существующих реалиях боевых действий, когда возможность сбора информации доступна множеством способов, а формируемые массивы данных огромны и ресурс времени ограничен, появляется необходимость в использовании искусственного интеллекта (ИИ). Одним из способов достижения увеличения эффективности анализа и обработки информации является сегментация изображения.

Сегментация изображения — это разделение изображения на области, однородные по некоторому критерию. Сегментация, при которой области разбиения не пересекаются, называется тесселяцией. Цель сегментации состоит в упрощении или изменении представления изображения, чтобы его было легче анализировать в дальнейшем. Результатом сегментации является множество сегментов, которые покрывают всё изображение. Иначе говоря, каждый пиксель отмечен некоторой меткой определенного класса. На сегодняшний день известно большое количество алгоритмов сегментации изображений, использующих разные признаки и подходы. В данной статье рассматривается специальное программное обеспечение на базе языка программирования Java, позволяющее увеличить скорость обработки информации и осуществить поддержку принятия решения при ведении всех видов разведки

с использованием беспилотных летательных аппаратов, фото, видео камер и тепловизоров.

Настоящая программа предназначена для сегментации объектов боевой обстановки. Программа выполнена на электронно-вычислительной машине типа *IBM*-совместимый компьютер с операционной системой семейства *Windows* с использованием языка программирования *Java* в среде разработки *Android-studio*. Объём программы составляет 4,1 Мб.

2. ОПИСАНИЕ РАЗРАБОТАННОЙ ПРОГРАММЫ

В основе программы лежит сверточная нейронная сеть *DeeplabV.3*, которая получает входные данные (единственный вектор) и преобразует их, продвигая через серию скрытых слоёв. Скрытый слой состоит из определённого количества нейронов, каждый из которых связан со всеми нейронами предыдущего слоя. Нейроны на каждом слое полностью независимы от других нейронов на этом же уровне. Последний полно связный слой называется «выходным слоем» и в задачах классификации представляет собой распределение оценок по классам, в результате каждый класс получает свой цвет (рисунок 1).

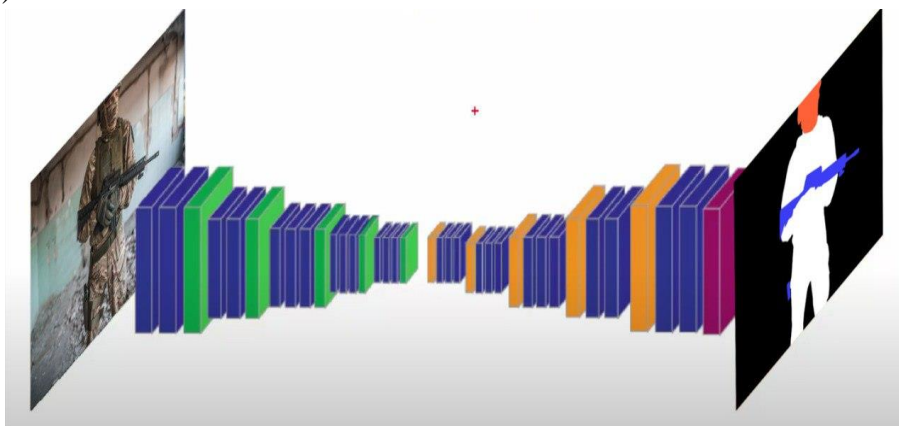


Рис. 1. Графическое отображение работы сверточной нейронной сети. Блок - схема работы программы представлена на рисунке 2.

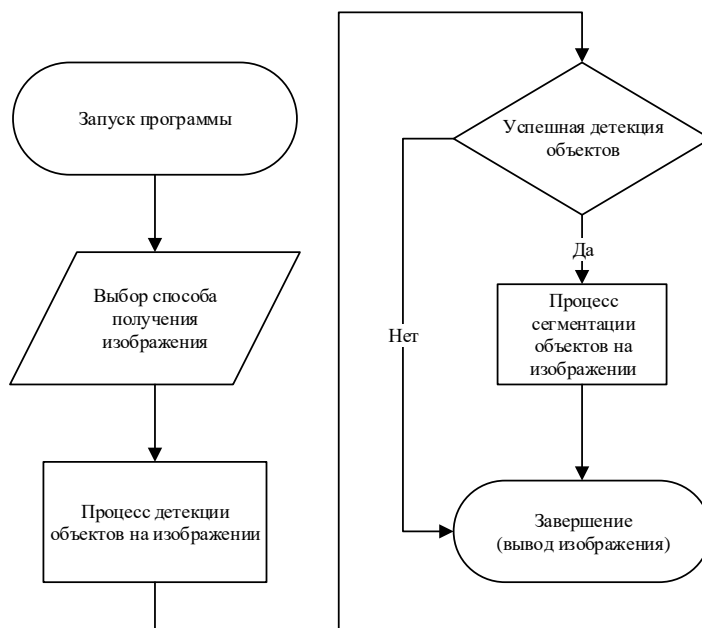


Рис. 2. Блок-схема работы программы.

Данная блок-схема иллюстрирует такие возможности, реализованные в основной части программы, как:

выбор способа получения изображения (из памяти устройства, либо с камеры устройства) (рисунок 3а);

вывод исходного изображения (рисунок 3б);

вывод сегментированного изображения (рисунок 3в).



Рис. 3. Возможности программы оптического распознавания объектов боевой обстановки а) способ получения исходного изображения; б) вывод исходного изображения; в) вывод сегментированного изображения

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанная программа позволит уменьшить время, затрачиваемое на классификацию изображения, за счёт автоматизации процесса распознавания и сегментирования изображения с помощью ИИ, что в свою очередь повысит эффективность анализа и обработки информации при принятии решений должностными лицами в ходе ведения боевых действий.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. Коул «Искусственный интеллект и компьютерное зрение. Реальные проекты на Python, Keras и TensorFlow» / С. Ганжу, М.Казам // СПб.: Питер, 2023. - 608 с.
2. «Обзор алгоритмов сегментации». <https://habr.com/ru/company/intel/blog/266347/>

REFERENCES

1. A. Koul «Practical Deep Learning for Cloud, Mobile, and Edge. Real-Word AI and Computer-Vision Projects Using Python, Keras, and TensorFlow» / S. Ganji, M. Kasam // Spb.: Piter, 2023. - 608 p.
2. «Overview of segmentation algorithms» <https://habr.com/ru/company/intel/blog/266347/>

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ СПЛАЙНОВ ДЛЯ ОПТИМИЗАЦИИ ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯ, ПЕРЕДАВАЕМОГО С БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

А.В. Лубенцов

ФКОУ ВО Воронежский институт ФСИН России, Воронеж, Россия

Аннотация. Работа посвящена обработке видеопотока с сохранением приемлемого качества и фильтрации искусственных и естественных помех. Предлагается оригинальный метод сжатия данных видеопотока от беспилотных летательных аппаратов. Приводится анализ использования сплайнов для сохранения целостности видеопотока.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, видеопоток, упаковка данных, передача видеосигнала, сплайн, целостность данных, потери данных.

THE USE OF POLYNOMIAL SPLINES TO OPTIMIZE THE VIDEO IMAGE TRANSMITTED FROM AN UNMANNED AERIAL VEHICLE

A.V. Lubentsov

Voronezh Institute of the Federal penitentiary service of Russia, Voronezh, Russia

Abstract. The work is devoted to processing the video stream while maintaining acceptable quality and filtering artificial and natural interference. An original method of compressing video stream data from unmanned aerial vehicles is proposed. The analysis of the use of splines to preserve the integrity of the video stream is given.

Keywords: unmanned aerial vehicle, video stream, data packaging, video signal transmission, spline, data integrity, data loss.

1. ВВЕДЕНИЕ

Актуальность.

В связи с широким распространением беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) в гражданской и военной сферах особенно актуально стоит вопрос организации получения видеопотока с сохранением приемлемого качества несмотря на наличие естественных и искусственных помех, возникающих в канале между беспилотным летательным аппаратом (БПЛА) и наземным пунктом управления (НПУ).

Все помехи, влияющие на канал связи БПЛА-НПУ делятся на два класса:

- Помехи естественного происхождения (шумы);
- Помехи искусственного происхождения (генерированные системами противодействия).

С первыми научились достаточно хорошо бороться использованием стандартных компрессоров, борьба со вторым классом помех представляет нетривиальную задачу.

Большинство систем противодействия БПЛА использует нарушение видеопотока как самый простой метод. Увеличение шума до максимальных значений, постановка помех. Для сохранения целостности содержимого канала большинство моделей предлагают защиту содержимого канала упаковкой с возможностью восстановления.

Новый стандарт упаковки видеоданных H.264/AVC использует усовершенствованный математический аппарат, что позволяет поднять уровень компрессии при передаче. Но это не помогает полностью устранить искажения видеопотока при трансляции по беспроводным сетям.

Основные современные алгоритмы, например, JPEL, MJPEL, MPEL, Wavelet, и другие уменьшают объем потока достаточно сильно, рисунок 1.

Теоретически, сжатый видеопоток уменьшает требования к техническому комплексу и делает его более устойчивым к помехам. На рисунке 1 показаны характеристики сжатия потока различными кодеками.

Вместе с тем, при нарушении целостности упакованных видеоданных на приемной стороне возникают проблемы с распаковкой и восстановлением потерянных кадров.

Цель работы.

Постулировать необходимость защиты служебного видеопотока в сетях передачи от несанкционированного вмешательства.

Провести системный анализ используемых моделей организации и упаковки видеопотока.

Предложить методологию упаковки видеопотока с использованием метода описания цифровых данных полиномиальными сплайнами и передачи кодированных коэффициентов.

Под служебным видеопотоком будем понимать передачу видеoinформации от систем видеонаблюдения, систем распознавания людей и объектов и другой видеoinформации ограниченного доступа.

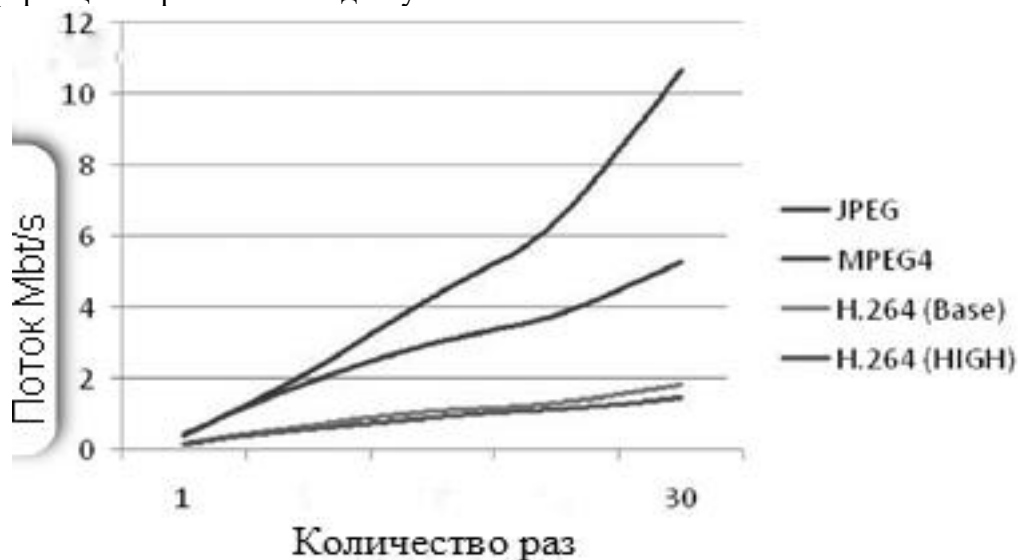


Рис. 1. Качество упаковки видеопотока компрессорами.

Анализ существующих моделей упаковки видеопотока.

Математические модели компрессии спектра цифрового видеопотока, направленные на удаление избыточных объемов, переживают второе рождение. Во многих работах используется метод автокорреляции потока видеок кадров. Иногда в потоке транслируется не сама последовательность видеок кадров, а последовательность отклонений от текущих данных. В этом случае модель предсказания тиражируется на ряд кадров. Видеопоток оцифровывается, для компрессии квантованных уровней используется метод Хаффмана. Длина передаваемой комбинации упакованных данных обратно зависит от частоты появления уровней в потоке, этот метод, при распаковке, упускает мелкие детали и слабоградиентные цветовые переходы. В зависимости от характера и важности передаваемой информации такие потери могут быть недопустимы.

В работе [1] подробно анализируют использование стандарта видеок кодирования H.264/AVC в потоках с невысокой скоростью и доказывают, что потери качества

остаются на приемлемом уровне. Вместе с тем признается. Что качество распаковки сильно зависит от конкретных условий канала связи. Там же подробно разбирают модели возникающих ошибок. Далее идет анализ ошибок в цифровом видеоканале.

Таким образом постулируется, что даже небольшое количество ошибок в последовательности кадров значительно усложняет процесс распаковки и ухудшает получаемое видео.

Следующая работа [2] основана на стандарте «jpe12000» и предлагает построение программно-аппаратного комплекса компрессии и декомпрессии помехоустойчивого класса.

Главное постулируемое достоинство описываемой модели - отсутствие зависимостей между группами данных в потоке, т.е. между тайлами. Это позволяет синтезировать видеопоток на приемном устройстве в виде неискаженных фрагментов и тайлов. Анализируются несколько методов обеспечения сохранности видеоданных. Доказывается, что это увеличивает время и энергоемкость распаковки. Анализ добавления сегментов или цифровых вкладышей показал, что при чередовании тайлов могут возникать сбои, прерывающие распаковку видеопотока.

Базовая предлагаемая модель заключается в применении чередования блоков (тайлов). Формат чередования записывается в заголовок, защищенный средствами стандартного упаковщика. Основной недостаток в том, что при потере заголовка мы теряем весь кадр или ряд кадров. В случае активных помех потери могут быть непозволительными.

В работе [3] приводится модель, позволяющая получить качественную «картинку» на приемной стороне. Но предлагаемый объем пересылаемой информации, ее дублирование и упаковка стандартными средствами не позволяет использовать этот способ для систем с ограниченным энергетическим ресурсом и в поле действия активных помех.

В работе [4] рассматривается задача восстановления утраченного пакета видеоданных средствами JPWL. Предлагается комбинация стандартного варианта защиты с алгоритмом чередования.

В статье постулируется, что метод чередования результативно восстанавливает потерянные пакеты в видеопотоке.

2. ПРЕДЛАГАЕМАЯ МОДЕЛЬ

В работе предлагается оригинальная модель упаковки видеопотока (видеокадров) описанием их полиномиальными сплайнами.

В работе [5] исследуются вопросы каналов связи БПЛА, анализируется объем и «заметность» управляющего канала и канала передачи данных. Делается обоснованный вывод, что «для каналов управления современных БПЛА малого класса наиболее характерным, является применение помехоустойчивых режимов так называемого быстрого ППРЧ (псевдослучайной перестройкой рабочей частоты)» [5]. Приводится полученная спектрограмма, рисунок 2, на которой виден уровень передачи данных.

«Признаки наличия сигналов канала управления (ППРЧ) на спектрограмме отсутствуют. Наблюдается отметка сигнала канала передачи видеоданных с борта БПЛА» [5].

Эти исследования доказывают, что канал передачи данных, как самый энергоемкий и заметный, требует новых подходов в упаковке и защите.

Выбор вида сплайна. Характеристики сплайна.

В настоящий момент полиномиальные сплайны –это оптимизация использования полиномов для описания пространственных структур с решением краевых задач и сглаживанием.

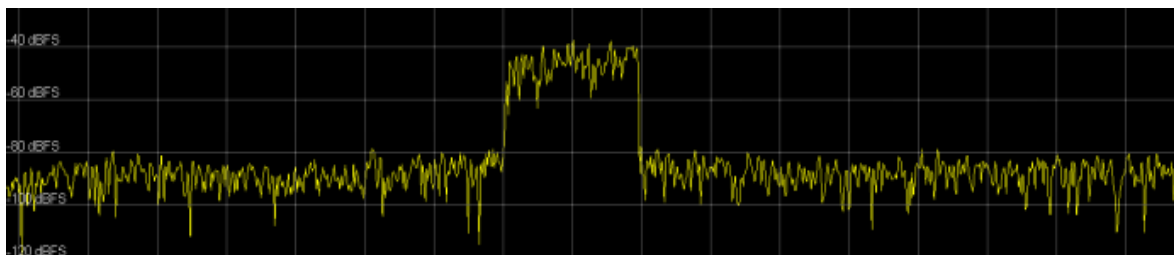


Рис 2. Спектрограмма, отображающая уровни сигналов канала управления «быстрого ППРЧ» и передачи видеoinформации.

Они позволяют:

- убрать локальные экстремумы;
- согласовать стыки составляющих сплайн полиномов;
- упростить решение краевых задач;
- не тратить время на анализ сходимости;
- использовать стандартные методы решения систем уравнений;
- использовать большое количество стандартных программных продуктов.

Постановка задачи.

Необходимо описать цифровую последовательность пакета данных полиномиальным сплайном. В зависимости от размера пакета использовать несколько сплайнов. В связи с известной конфигурацией сплайна передавать необходимо только коэффициенты. Подробно предлагаемая модель была представлена автором в работах [6-7], где анализировались вопросы описания цифровых образов сигналов, распознавания этих образов и сравнения полученных результатов с эталоном. Представляется перспективным использовать предлагаемый метод для компрессии и передачи видеопотока с целью уменьшения трафика, количества потерь и ошибок.

Построение модели.

Задача построения модели представляет из себя аппроксимацию исходных данных [8-12]. На регулярной сетке надо промоделировать сплайн-функцию, объединяющую точки данных.

По определению и в связи со структурой сплайна моделируемая функция будет оригинальна на каждом интервале.

Для аппроксимации исходных данных (видеопотока) нам необходимо получить на сетке $x_i \times l_i$ параметры функции $y(x)$, где i изменяется от 0 до N .

Тогда по параметрам функции $y(x)$, возможно восстановить функцию (данные) $Y(x)$ в узлах аппроксимации x_i .

В связи с тем, что сплайн – группа полиномов, отличающихся друг от друга на каждом интервале необходимо добиться единственного решения. Тогда на интервале $[x_{i-1}; x_i]$

$$Y(x) = s_i(x).$$

Потребуем гладкости на стыках модели $s_i(x)$ в точках перехода одного полинома в другой:

$$s_i'(x_i) = s_{i+1}'(x_i)$$

$$s_i''(x_i) = s_{i+1}''(x_i)$$

В нашем случае на каждом интервале для описания данных будем моделировать кубический полином.

Определение начальных и граничных условий модели.

Начальные условия.

В качестве начальных условий зададим параметры непрерывности и гладкости.

Для этого применяем классический метод - постулируем обязательность непрерывности первых двух производных, что подробно описано и обосновано в [6 -10]. Прочитируем из [6] некоторые положения.

Определим непрерывность двух первых производных функции $Y(x)$ в узлах сетки:

$$a_{i-1} = s_{i-1}(x_{i-1}) = s_i(x_{i-1}) = a_i + b_i(x_{i-1} - x_i) + \frac{c_i}{2}(x_{i-1} - x_i)^2 + \frac{d_i}{6}(x_{i-1} - x_i)^3 \text{ где } i = 2, \dots, N.$$

$$b_{i-1} = s'_{i-1}(x_{i-1}) = s'_i(x_{i-1}) = b_i + c_i(x_{i-1} - x_i) + \frac{d_i}{2}(x_{i-1} - x_i)^2;$$

$$c_{i-1} = s''_{i-1}(x_{i-1}) = s''_i(x_{i-1}) = c_i + d_i(x_{i-1} - x_i); i = 2, \dots, N.$$

Для аппроксимации стартовое равенство выглядит как $Y(x_i) = y(x_i)$,

$$a_i = s_i(x_i) = Y(x_i) = y(x_i); i = 1, \dots, N.$$

А в узле x_0 стартовые параметры соответствуют следующему равенству:

$$a_1 + b_1(x_0 - x_1) + \frac{c_1}{2}(x_0 - x_1)^2 + \frac{d_1}{6}(x_0 - x_1)^3 = s_1(x_0) = Y(x_0) = y(x_0).$$

При выполнении условий непрерывности равенство $s_{i+1}(x_i) = Y(x_i)$ становится истинным по определению

$$a_i = y(x_i); i = 1, \dots, N.$$

Параметры на границах кадра

На границах кадра мы можем определить и выбрать следующие параметры:

Или использование модели естественного сплайна:

$$Y''(x_0) = Y''(x_N) = 0.$$

Или сведение третьей степени сплайна до 0:

$$Y'''(x_0) = Y'''(x_N) = 0.$$

Или использование регулярного периодического сплайна:

$$Y'''(x_0) = Y'''(x_N); Y''(x_0) = Y''(x_N).$$

В модели применяется естественный сплайн, как наиболее отвечающий заложенным требованиям:

$$c_N = s_N'''(x_N) = Y'''(x_N) = 0.$$

Эта модель более подробно проанализирована в [6-7].

3. РЕШЕНИЕ МОДЕЛИ

Моделируемый сплайн характеризуется коэффициентами и точками привязки на сетке. Процесс построения сплайна заключается в нахождении коэффициентов, минимизирующих отклонение линии сплайна от описываемых данных.

В общем виде полученный сплайн представляет из себя следующую функцию:

$$Y(x_i) = \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{k=0}^k c_{ij} Y_{ij}(x_{ij}),$$

где k – порядок сплайна.

Расчёт характеристик рассмотренной модели описания видеопотока представим, как:

$$s_i(x) = a_i + b_i(x - x_i) + \frac{c_i}{2}(x - x_i)^2 + \frac{d_i}{6}(x - x_i)^3$$

Полученная модель может быть разложена в ряд, добиваясь совпадения рассчитанных точек с точками данных на анализируемой сетке. В связи с тем, что $s_i(x)$ это полином третьей степени, его разложение в ряд обрывается после соответствующего слагаемого.

Из этого, заключаем, что

$$a_i = s_i(x_i); b_i = s_i'(x_i); c_i = s_i''(x_i); d_i = s_i'''(x_i).$$

Подробнее можно прочитать в [6-12].

Анализ и синтез полученной модели

Теперь необходимо собрать полученные уравнения систему, решение которой подробно разбирается у ряда авторов [6-12].

Синтезируем предлагаемую модель как систему уравнений, построенных ранее. Обозначим шаг по сетке одной переменной: $h_i = x - x_i$ и запишем полученные уравнения:

$$a_{i-1} = a_i - b_i h_i + \frac{c_i}{2} h_i^2 - \frac{d_i}{6} h_i^3; i = 2; \dots; N;$$

$$b_{i-1} = b_i - c_i h_i + \frac{d_i}{6} h_i^2; i = 2; \dots; N;$$

$$c_{i-1} = c_i - d_i h_i; i = 2; \dots; N;$$

$$a_1 - b_1 h_1 + \frac{c_1}{2} h_1^2 - \frac{d_1}{6} h_1^3 = y(x_0);$$

Решение модели и синтез сплайна $U(x)$ порядка k производится через расчет коэффициентов разложения производной степени k . Обоснование этого приведено в [6]. Там же обосновано применение В-сплайнов.

В качестве модели решения можно использовать многочисленные отработанные схемы, существующие в виде программных продуктов. Например, использование рекуррентных, квадратурных моделей, модели быстрого преобразования и т.д.

В ряде работ, например, [10, 13] предложены матричные процедуры решения, обещающие повышение точности за счет минимизации разброса коэффициентов. Там же [10,13] разобрано, что погрешность описания сплайном анализируемой функции сводится к

$$\|Y(x)^k - y(x)^k\| = C \|A k^{-1}\| \mu(y(x)^k),$$

где C – константа, которая зависит от степени сплайна, и не зависит от параметров сетки, а μ – погрешность интерполяции или оценка разброса коэффициентов.

Решение системы

Для решения системы число уравнений и неизвестных должно совпадать. Выполняя это правило добавляем два уравнения граничных условий. После этого система решается целым рядом методов, позволяющих добиться быстрых и неэнергоёмких вычислений [8-14].

Сглаживание.

Для «сглаживания», получения гладкой кривой необходимо однозначно задать степень сплайна, ограничивая ее кубическим уровнем и не стремясь к стопроцентному охвату всех точек данных. В противном случае, одиночные ошибочные точки могут спровоцировать ложные экстремумы.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При использовании сплайн-моделирования сигналов возникает ряд трудностей. Их преодоление достаточно хорошо осмыслено, например, [11-14]. В общей структуре модели предлагается следующее:

Анализировать модель сигнала, его структуру и оптимизировать сплайн под него.

Ограничиться нижними порядками используемого сплайна.

Использовать фильтры для подавления шумов и повышения отношения сигнал/шум. Минимизировать дисперсию сигнала.

В работе рассматривается новый метод защиты и компрессии видеопотока. Использование Бетта-сплайнов позволяет сгладить сигнал, отстроится от шумов, защититься от помех, отказаться от различных компрессоров в связи с передачей коэффициентов и восстановления образа сигнала в пункте приема.

При известном виде сплайна потеря ряда коэффициентов позволяет восстановить сигнал практически без потерь. Современные процессоры позволяют сократить время обработки.

Это позволяет организовать обработку видеопотока в режиме реального времени. Большой объем работ по различным математическим моделям аппроксимационных сплайнов позволяет широко использовать различные модели на их основе для компрессии, защиты и передачи данных.

ЛИТЕРАТУРА

1. Иванов Ю. А. Оценка качества потокового видеостандарта H. 264 /AVC при передаче в нестабильных каналах связи широкополосных сетей беспроводного доступа 4G. Вестник ЧГУ. 2010. №3. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/otsenka-kachestva-potokovogo-videostandarta-h-264-avc-pri-peredache-v-nestabilnyh-kanalah-svyazi-shirokopolosnyh-setey-besprovodnogo> (дата обращения: 28.11.2022).
2. Скороход С.В., Кравченко П.П., Хусаинов Н.Ш., Анализ реализации средств защиты потокового видео в формате jpeg2000 от ошибок в канале передачи данных для бортовых систем видеотрансляции. Известия ЮФУ. Технические науки. 2014. №8 (157). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/analiz-realizatsii-sredstv-zaschity-potokovogo-video-v-formate-jpeg2000-ot-oshibok-v-kanale-peredachi-dannyh-dlya-bortovyh-sistem> (дата обращения: 27.11.2022).
3. Шелухин О.И., Ахметшин Р.Р., Руднев А.Н., Иванов Ю.А. Влияние различных типов ошибок в каналах беспроводного доступа на качество систем видеонаблюдения. T-Comm. 2012. №11. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/vliyanie-razlichnyh-tipov-oshibok-v-kanalah-besprovodnogo-dostupa-na-kachestvo-sistem-videonablyudeniya> (дата обращения: 25.11.2022).
4. Скороход С.В., Хусаинов Н.Ш. Исследование средств jpw1 в условиях коррекции пакетных ошибок при передаче видео в формате jpeg 2000. Известия ЮФУ. Технические науки. 2016. №8 (181). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/issledovanie-sredstv-jpwl-v-usloviyah-korreksii-paketnyh-oshibok-pri-peredache-video-v-formate-jpeg-2000> УДК 681.3.014 DOI 10.18522/2311-3103-2016-8-1426 (дата обращения: 21.11.2022).
5. Общие сведения о каналах управления и передачи данных БПЛА. Электронный ресурс, URL: <http://specintek.ru>, (дата обращения: 22.11.2022).
6. Лубенцов А.В., Коротких Л.П. Аппроксимация полигонов распознаваемого образа полиномиальными сплайнами. XXV Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2019), Секция 2.

- Распознавание и обработка изображений. Доклад, URL: <http://rlnc.ru/ry/paper/1655>. (дата обращения: 15.11.2022).
7. Лубенцов А.В., Андреева О.А. Оценка величины отклонения коэффициентов полиномиальных сплайнов при описании полигонов распознаваемого образа. XXVII Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2022), Секция 2. Распознавание и обработка изображений. Доклад, URL: <http://rlnc.ru/ru/paper/361>. (дата обращения: 16.11.2022).
 8. Шумейко А.А. Некоторые экстремальные задачи теории приближения функций сплайнами. Диссертация и автореферат по ВАК РФ 01.01.01 на соискание степени кандидат физико-математических наук: ил РГБ ОД 61:85-1/1617 URL: <http://www.dslib.net/function-analiz/nekotorye-jekstremalnye-zadachi-teorii-priblizhenija-funkcij-splajnam.html> (дата обращения: 11.11.2022).
 9. Волков Ю.С. Исследование аппроксимативных свойств интерполяционных сплайнов. Методы сплайн-функций. Российская конференция. Институт математики им. С.Л. Соболева Сибирского отделения РАН 2011. – С. 33-35.
 10. Де Бор, К. Практическое руководство по сплайнам. Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1985. – 304 с.
 11. Васильев Ю.С. Аппроксимация сплайнами с нефиксированными узлами. диссертация на соискание степени кандидата физико-математических наук: 01.01.01 - Екатеринбург, 1992. – 180 с. URL: <http://www.dslib.net/function-analiz/approksimacija-splajnam-s-nefiksirovannymi-uzlami.html> (дата обращения: 18.11.2022).
 12. Рахимов Б. С. Методы приближения функций параболическими сплайнами. Актуальные вопросы технических наук: материалы III Междунар. науч. конф. (г. Пермь, апрель 2015 г.). С. 62-65. URL: <https://molych.ru/conf/tech/archive/125/7720> (дата обращения: 23.11.2022).
 13. Волков Ю.С. Общая задача полиномиальной сплайн-интерполяции. Труды института математики и механики УРО РАН том 22 № 4 2016, УДК 519.65
 14. Бороноев В.В., Ринчинов О.С. Методы сплайн-аппроксимации в задаче амплитудно-временного анализа пульсовой волны. Том XLI №8 Изв. ВУЗов РАДИОФИЗИКА 1998, УДК 612.766

REFERENCES

1. Ivanov Ju. A. Ocenka kachestva potokovogo videostandarta H. 264 /AVC pri peredache v nestabil'nyh kanalah svjazi shirokopolosnyh setej besprovodnogo dostupa 4G. Vestnik ChGU. 2010. №3. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/otsenka-kachestva-potokovogo-videostandarta-h-264-avc-pri-peredache-v-nestabilnyh-kanalah-svyazi-shirokopolosnyh-setej-besprovodnogo> (data obrashhenija: 28.11.2022).
2. Skorohod S.V., Kravchenko P.P., Husainov N.Sh., Analiz realizacii sredstv zashhity potokovogo video v formate jpeg2000 ot oshibok v kanale peredachi dannyh dlja bortovyh sistem videotransljacii. Izvestija JuFU. Tehniceskie nauki. 2014. №8 (157). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/analiz-realizatsii-sredstv-zaschity-potokovogo-video-v-formate-jpeg2000-ot-oshibok-v-kanale-peredachi-dannyh-dlya-bortovyh-sistem> (data obrashhenija: 27.11.2022).
3. Sheluhin O.I., Ahmetshin R.R., Rudnev A.N., Ivanov Ju.A. Vlijanie razlichnyh tipov oshibok v kanalah besprovodnogo dostupa na kachestvo sistem videonabljudeniya. T-Comm. 2012. №11. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/vliyanie-razlichnyh-tipov-oshibok-v-kanalah-besprovodnogo-dostupa-na-kachestvo-sistem-videonablyudeniya> (data obrashhenija: 25.11.2022).

4. Skorohod S.V., Husainov N.Sh. Issledovanie sredstv jpw1 v usloviyah korrekcii paketnyh oshibok pri peredache video v formate jpeg 2000. Izvestija JuFU. Tehnicheskie nauki. 2016. №8 (181). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/issledovanie-sredstv-jpwl-v-usloviyah-korreksii-paketnyh-oshibok-pri-peredache-video-v-formate-jpeg-2000> UDK 681.3.014 DOI 10.18522/2311-3103-2016-8-1426 (data obrashhenija: 21.11.2022).
5. Obshhie svedeniya o kanalah upravleniya i peredachi dannyh BPLA. Jelektronnyj resurs, URL: <http://specintek.ry>, (data obrashhenija: 22.11.2022).
6. Lubencov A.V., Korotkih L.P. Approksimacija poligonov raspoznavаемого obraza polinomial'nymi splajnamy. XXV Mezhdunarodnaja nauchno-tehnicheskaja konferencija «Radiolokacija, navigacija, svjaz'» (RLNC*2019), Sekcija 2. Raspoznavanie i obrabotka izobrazhenij. Doklad, URL: <http://rlnc.ry/ry/paper/1655>. (data obrashhenija: 15.11.2022).
7. Lubencov A.V., Andreeva O.A. Ocenka velichiny otklonenija koeficientov polinomial'nyh splajnov pri opisanii poligonov raspoznavаемого obraza. XXVII Mezhdunarodnaja nauchno-tehnicheskaja konferencija «Radiolokacija, navigacija, svjaz'» (RLNC*2022), Sekcija 2. Raspoznavanie i obrabotka izobrazhenij. Doklad, URL: <http://rlnc.ru/ru/paper/361>. (data obrashhenija: 16.11.2022).
8. Shumejko A.A. Nekotorye jekstremal'nye zadachi teorii priblizhenija funkcij splajnamy. Dissertacija i avtoreferat po VAK RF 01.01.01 na soiskanie stepeni kandidat fiziko-matematicheskikh nauk: il RGB OD 61:85-1/1617 URL: <http://www.dslib.net/function-analiz/nekotorye-jekstremalnye-zadachi-teorii-priblizhenija-funkcij-splajnamy.html> (data obrashhenija: 11.11.2022).
9. Volkov Ju.S. Issledovanie approksimativnyh svojstv interpoljacionnyh splajnov. Metody splajn-funkcij. Rossijskaja konferencija. Institut matematiki im. S.L. Soboleva Sibirskogo otdelenija RAN 2011. – S. 33-35.
10. De Bor, K. Prakticheskoe rukovodstvo po splajnam. Per. s angl. M.: Radio i svjaz', 1985. – 304 s.
11. Vasil'ev Ju.S. Approksimacija splajnamy s nefiksirovannymi uzlami. dissertacija na soiskanie stepeni kandidata fiziko-matematicheskikh nauk: 01.01.01 - Ekaterinburg, 1992. – 180 s. URL: <http://www.dslib.net/function-analiz/approksimacija-splajnamy-s-nefiksirovannymi-uzlami.html> (data obrashhenija: 18.11.2022).
12. Rahimov B. S. Metody priblizhenija funkcij parabolicheskimi splajnamy Aktual'nye voprosy tehniceskikh nauk: materialy III Mezhdunar. nauch. konf. (g. Perm', aprel' 2015 g.). S. 62-65. URL: <https://molych.ry/conf/tech/archive/125/7720> (data obrashhenija: 23.11.2022).
13. Volkov Ju.S. Obshhaja zadacha polinomial'noj splajn-interpoljicii. Trudy instituta matematiki i mehaniki URO RAN tom 22 № 4 2016, UDK 519.65
14. Boronoev V.V., Rinchinov O.S. Metody splajn-approksimacii v zadache amplitudno-vremennogo analiza pul'sovoj volny. Tom XLI №8 Izv. VUZov RADIOFIZIKA 1998, UDK 612.766

СИСТЕМА ИДЕНТИФИКАЦИИ ЛИЧНОСТИ ЧЕЛОВЕКА НА БАЗЕ МОДУЛЯ ESP32-CAM

И. С. Бобылкин¹, А. А. Кузёмкин¹, А. В. Иванов¹, Д. А. Ямпольский¹, А. Д. Туркеев¹

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

Аннотация. В статье описан принцип работы системы идентификации личности человека. Распознавание профиля лица человека осуществляется с помощью специально разработанного алгоритма. Он заключается в обработке изображения, полученного со встроенной камеры модуля - системы на кристалле ESP32-CAM в реальном времени, его последующем сравнении с базой сохранённых лиц, а также передаче данных на персональный компьютер, либо удаленный сервер. Анализ изображения проводится в несколько этапов, включающих локализацию профиля лица человека и автоматическую подстройку графических параметров картинки, таких как яркость и контрастность.

Ключевые слова: распознавание образов, идентификация, контроль доступа, база данных, камера, безопасность.

HUMAN IDENTITY IDENTIFICATION SYSTEM BASED ON THE ESP 32-CAM MODULE

I. S. Bobylkin¹, A. A. Kuzyomkin¹, A. V. Ivanov¹, D. A. Yampolskiy¹, A. D. Turkeev¹

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

Abstract. The article describes the principle of operation of the human identity identification system. The recognition of a person's face profile is carried out using a specially developed algorithm. It consists in processing the image obtained from the built-in camera of the module - system on an ESP32-CAM chip in real time, its subsequent comparison with the database of saved persons, as well as data transfer to a personal computer or a remote server. Image analysis is carried out in several stages, including localization of the profile of a person's face and automatic adjustment of the graphic parameters of the image, such as brightness and contrast.

Keywords: pattern recognition, identification, access control, database, camera, security.

1. ВВЕДЕНИЕ

Существует большое количество профессиональных систем для распознавания лиц в различных сферах деятельности. Они различаются по таким параметрам, как вычислительная мощность, количество запросов и видеокamer, предоставляющих изображение. Так же существуют устройства распознавания лиц в реальном времени, либо по сохраненным данным, например, из свободного доступа сети Интернет. Такие системы могут быть реализованы при помощи обычного смартфона с камерой и доступом в сеть [1].

Современные технологии позволяют реализовать систему распознавания лиц даже на недорогих маломощных микроконтроллерах и системах на кристалле с допустимыми незначительными потерями в качестве и скорости работы. К такому типу устройств относится рассматриваемая в данной работе система идентификации, основанная на маломощном микроконтроллере со встроенным Wi-Fi и двухрежимным Bluetooth ESP32-CAM [2].

2. СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ И КОНСТРУКТОРСКОЕ ИСПОЛНЕНИЕ УСТРОЙСТВА

Система включает в себя следующие компоненты: устройство, выполняющее операцию записи, обработки, передачи изображения с микроконтроллера; программную оболочку, содержащую алгоритм детектирования лица и его анализа; интегрированную базу данных, объединяющую информацию о личности человека. Рассмотрим каждый элемент системы по отдельности, выделив его ключевые особенности. Схема устройства представлена на рисунке 1.

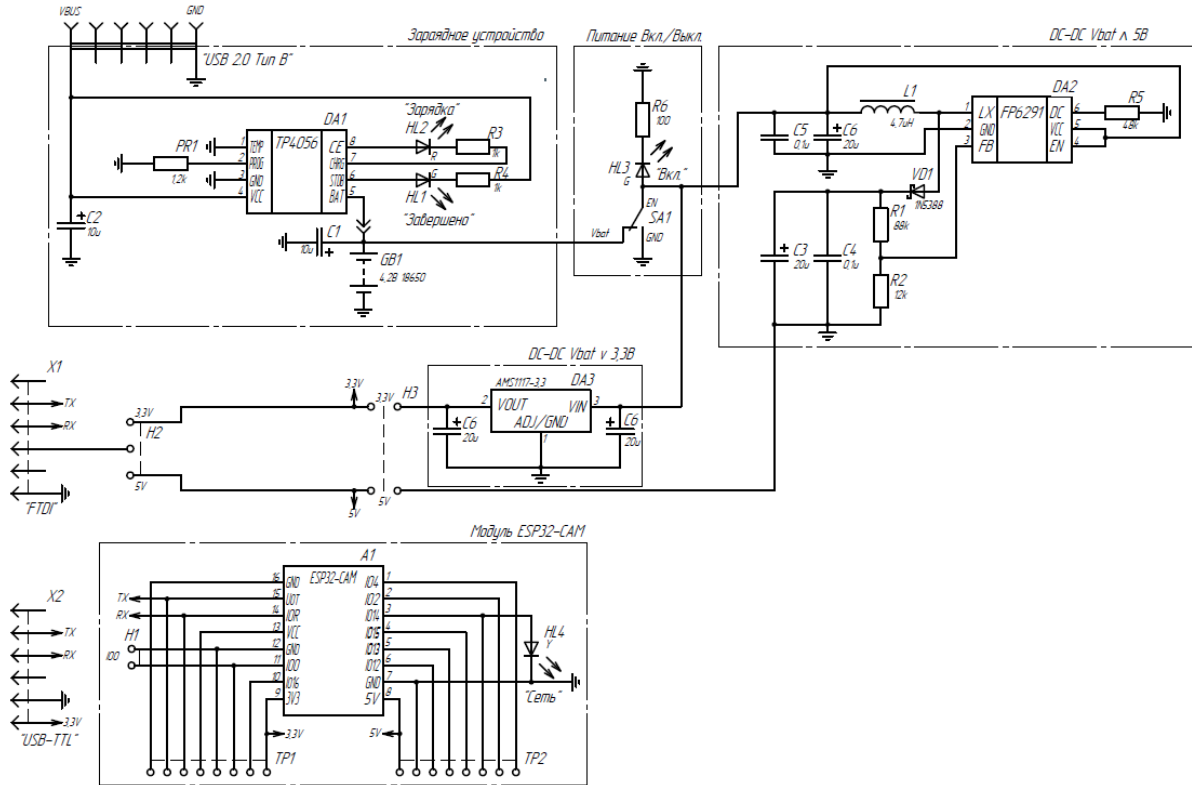


Рис. 1. Принципиальная схема устройства идентификации лиц

Печатный узел состоит из трех основных частей, взаимосвязанных между собой: первая – схема зарядки аккумулятора, вторая – схема повышающего преобразователя постоянного тока в постоянный (DC/DC), третья – отладочная плата микроконтроллера ESP32 с камерой OV2650 [3].

Схема зарядного устройства разработана на основе контроллера зарядки литий-ионных аккумуляторов TP4056. Данная микросхема требует минимального количества элементов собственной обвязки. Контроллер выполняет операцию зарядки встроенного аккумулятора, обрабатывая входное напряжение 5 В постоянного тока, поступающее через разъем microUSB. Подключенные к ней светодиоды – элементы индикации уровня зарядки.

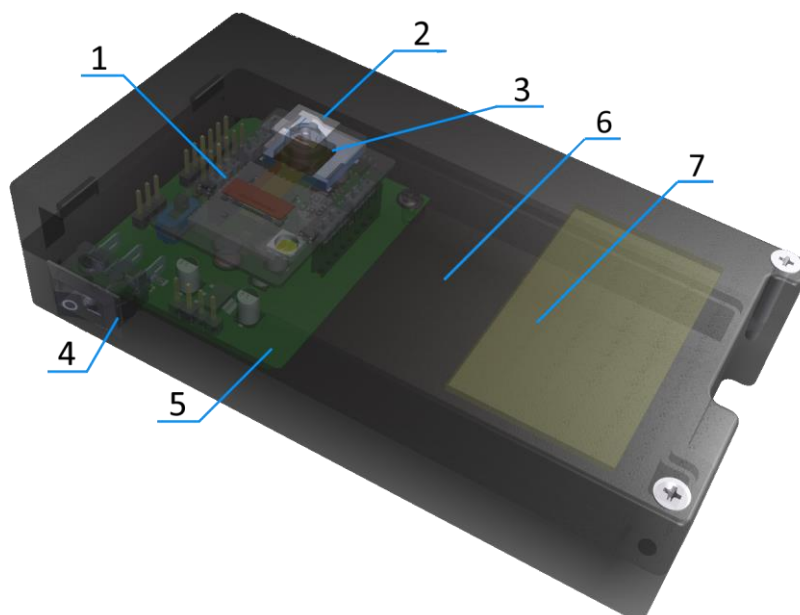
Схема DC/DC преобразователя разработана с использованием микросхемы FP6291. Этот повышающий преобразователь необходим для обеспечения стабильного напряжения 5 В от батареи 3 В для стабильной работы всех комплектующих печатного узла.

Функциональный узел устройства – плата с микроконтроллером ESP32-CAM со встроенными модулями беспроводной сети Wi-Fi и Bluetooth. Камера, подключенная к отладочной плате с микроконтроллером, взаимозаменяема на другие версии серии «OV».

Прибор, выполняющий функцию автономного видеонаблюдения с распознаванием лиц, представляет собой блок размерами 122 x 65 x 25 мм. Он представлен на рисунке 2. Компоновка устройства представлена на рисунке 3.



Рис. 2. Устройство идентификации лиц



- 1 – submodule ESP32-CAM; 2 – camera lens; 3 – camera module;
 4 – power switch; 5 – main printed circuit board;
 6 – location for optional installation of an RFID sensor; 7 – battery.

Рис. 3. Функциональные узлы устройства идентификации лица человека

Одним из базовых компонентов устройства является модуль камеры. Основные характеристики сенсоров серии OV:

- OV2640 sensor with a maximum resolution of UXVGA 1600 x 1200 pixels, shooting at up to 15 frames per second (FPS) in VGA resolution;
- OV7670/OV7171 sensor with a maximum resolution of 640 x 480 pixels, shooting at up to 30 frames per second (FPS) in UXGA resolution.

These are single-chip, low-voltage devices that connect the camera and image processor inside a small enclosure. The modules have automatic quality control of the image, formatting and transmission of output data. All necessary image processing functions, including gamma control, white balance, color saturation, and hue, are programmed through the SCCB interface.

Процессор изображений включает в себя механизм сжатия кадра для экономии вычислительной мощности, а также технологию улучшения качества изображения за счет уменьшения или устранения источников освещения/электрических загрязнений изображения, таких как фиксированный структурный шум (FPN), смазывание, размытие и т. д., для получения чистого и стабильного цветного изображения. Внутри корпуса предусмотрено свободное пространство для модернизации устройства путем внедрения RFID датчика пропусков системы контроля доступа либо термодатчика [4].

3. АЛГОРИТМ ИДЕНТИФИКАЦИИ ЛИЧНОСТИ ЧЕЛОВЕКА

Идентификация лица человека происходит по алгоритму сравнения картинка, получаемой с камеры модуля ESP32-CAM, и изображения, заранее зарегистрированного человека в БД. Процедура регистрации изображений лиц является важной – от нее зависят качественные и количественные показатели правильной работы системы. К таким показателям можно отнести коэффициент частоты ложных отклонений (FRR) и коэффициент ошибочных утверждений (FAR) [5].

Первый коэффициент описывает случаи, когда программная оболочка не смогла определить подлинность зарегистрированного в системе человека. Второй коэффициент учитывает случаи, когда изображение личности не внесено в БД, а система выдает подтверждение о существовании записи. Отсюда можно сделать вывод о том, что в целях достижения наилучшего результата распознавания лица, необходимо внести «эталон» изображения профиля человека в БД в хорошем качестве: при хорошем освещении, сбалансированных параметрах яркости и контраста [6].

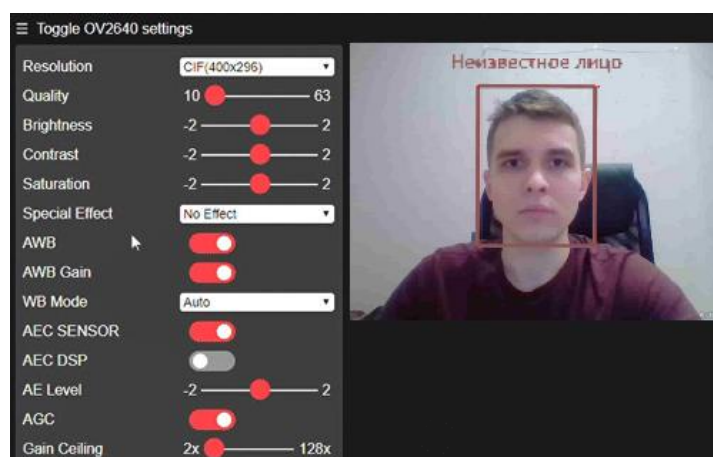


Рис. 4. Процесс идентификации лица человека с видеопотока

В качестве дополнительной информации о человеке, помимо изображения профиля лица, в БД вносятся данные, способствующие идентифицировать личность по другим параметрам. Эти данные необходимы, в первую очередь, персоналу, отвечающему за безопасность объекта, т. к. личность человека не всегда может быть распознана через камеру из-за негативных факторов, влияющих на качество идентификации в реальном времени. К таким факторам можно отнести: загрязнения линзы, освещенность помещения.

В рассматриваемой системе контроля доступа на основе модуля ESP32-CAM для распознавания лиц используется свободно распространяемая библиотека «CameraWebServer». Упрощенную последовательность работы можно описать так: при успешном распознавании личности создается или определяется его идентификатор (Face ID), а также имя пользователя (порядковый номер). Они ассоциируются с изображением лица и передаются в БД.



Рис. 5. Блок-схема программного алгоритма конфигурации системы идентификации лиц

Работа системы основана на циклическом создании кадров модулем камеры, последующем их сканировании по заданному алгоритму и создании записей в БД. Принцип работы системы проиллюстрирован на рисунке 5 в виде блок-схемы.

Особенность данной системы идентификации заключается в том, что ее можно использовать, применяя различные программные платформы. Таким образом потребитель сам может выбрать наилучший вариант для реализации проекта: применять стандартные, уже существующие на базе модуля ESP32, программные среды или использовать свое ПО.

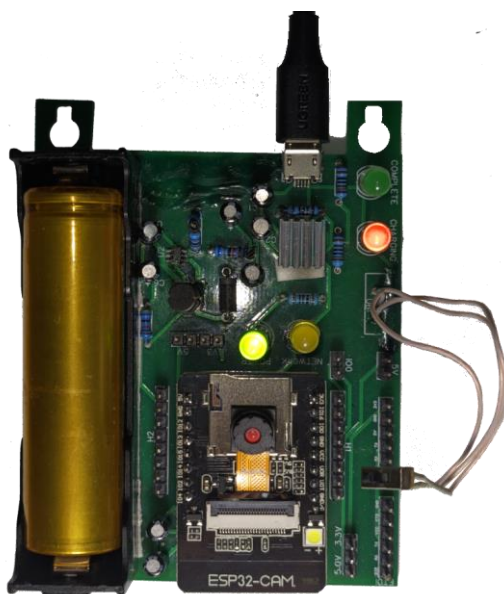


Рис. 6. Отладочная плата устройства на основе модуля ESP32-CAM

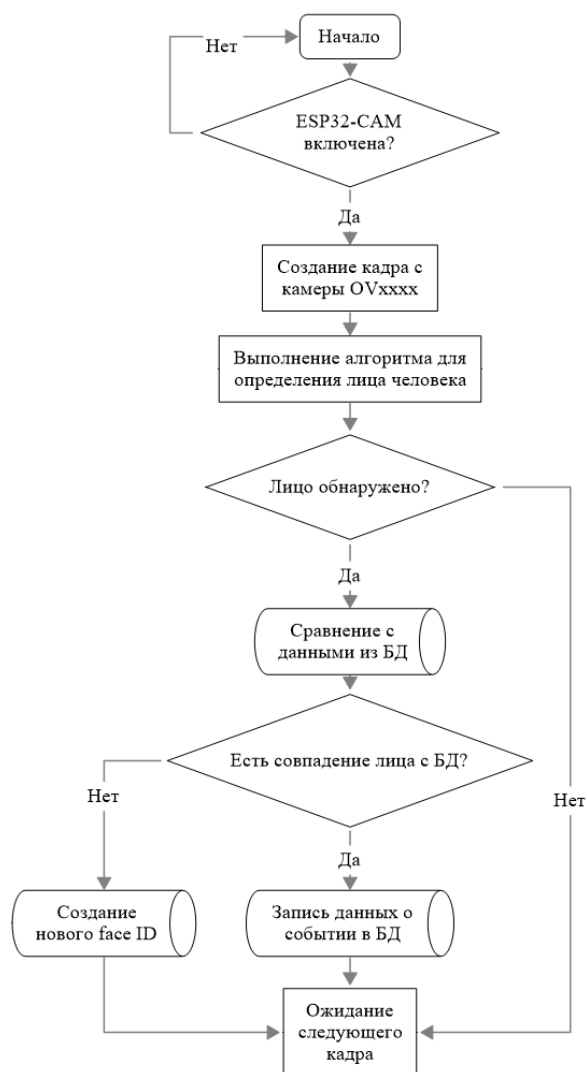


Рис. 7. Блок-схема работы системы идентификации лиц

Алгоритм, цветные фильтры, результат сравнения данных, полученных с видеокamеры, и «эталон», вносятся в БД. В ней так же помимо изображений профилей лиц людей, как правило, хранится и дополнительная информация о личности. Например, имя, фамилия, дата рождения и другие признаки, идентифицирующие человека.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Подводя итоги, можно выделить некоторые преимущества системы. Пользователь сам ограничивает емкость БД. Проект подразумевает применение запоминающего устройства (карты памяти) или облачного хранилища, что соответствует настоящим требованиям к современным устройствам и системам. Система на кристалле ESP32 имеет 5 режимов энергопотребления до 260 мА, что позволяет применять ее в компактных устройствах с батарейным питанием. Также отличием данной системы от других является поддержка камер с разными техническими характеристиками, что позволяет увеличить качество получаемой картинки и, соответственно, уменьшить показатель частоты ложных отклонений. Разработанная система распознавания лиц является универсальной и может быть применена для обеспечения контроля и наблюдения за людьми в различных сферах жизнедеятельности с низкой интенсивностью использования.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. Б. Антиликаторов, И. С. Бобылкин, И. С. Зубцова, И. В. Остроумов. Модульная встраиваемая высокоинтеллектуальная электронно-оптическая система видеонаблюдения // Труды международного симпозиума "Надежность и качество". – 2018. – Т. 2. – С. 128-131.
2. В. В. Соколянский, А. Д. Аль-Касби. Интернет-вещи и возможность их использования в современном обществе // Вопросы экономических наук. – 2015. – № 4(74). – С. 166-168.
3. Е. Р. Захаров, А. Е. Курносенко, В. В. Леонидов, В. О. Семенякина. Сервер для системы "Умный дом" на базе микроконтроллера ESP32 // Проектирование и технология электронных средств. – 2020. – № 2. – с. 28-35.
4. Чирков О.Н., Иванов А.В., Ямпольский Д.А., Кузёмкин А.А. Устройство бесконтактного измерения температуры тела для турникета // Проблемы обеспечения надежности и качества приборов, устройств и систем: Межвузовский сборник научных трудов. Воронеж: ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет», 2021. – С. 94-98.
5. С. П. Юров, А. Г. Безладный, Л. Н. Никитин, И. С. Бобылкин. Дистанционный мониторинг подвижных объектов // Проблемы обеспечения надежности и качества приборов, устройств и систем: сборник научных трудов. – Воронеж: Воронежский государственный технический университет, 2019. – С. 8-13.
6. А. Е. Сулавко, А. В. Еременко, С. С. Жумажанова, Е. В. Бурая. Генерация ключевых последовательностей и верификация субъектов на основе двумерного изображения лица // Автоматизация процессов управления. – 2017. – № 1(47). – с. 58-66.

REFERENCES

1. A. B. Antilikatorov, I. S. Bobylkin, I. S. Zubtsova, I. V. Ostroumov. Modular embedded highly intelligent electronic-optical video surveillance system // Proceedings of the international symposium "Reliability and Quality". - 2018. – Vol. 2. – pp. 128-131.
2. V. V. Sokolyansky, A. D. Al-Kasbi. Internet-things and the possibility of their use in modern society // Questions of Economic Sciences. – 2015. – № 4(74). – Pp. 166-168.
3. E. R. Zakharov, A. E. Kurnosenko, V. V. Leonidov, V. O. Semenyakina. Server for the Smart home system based on the ESP32 microcontroller // Design and technology of electronic means. – 2020. – No. 2. – pp. 28-35.
4. Chirkov O.N., Ivanov A.V., Yampolsky D.A., Kuzemkin A.A. Device for contactless measurement of body temperature for a turnstile // Problems of ensuring reliability and the quality of devices, devices and systems: Interuniversity collection of scientific papers. Voronezh: Voronezh State Technical University, 2021, pp. 94-98.
5. S. P. Yurov, A. G. Bezladny, L. N. Nikitin, I. S. Bobylkin. Remote monitoring of mobile objects // Problems of ensuring reliability and quality of devices, devices and systems: collection of scientific papers. – Voronezh: Voronezh State Technical University, 2019. – pp. 8-13.
6. A. E. Sulavko, A.V. Eremenko, S. S. Zhumazhanova, E. V. Buraya. Generation of key sequences and verification of subjects based on a two-dimensional image of a face // Automation of control processes. – 2017. – № 1(47). – pp. 58-66.

СИСТЕМА МАШИННОГО ЗРЕНИЯ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ

А. Н. Ерофеев¹, В. В. Плеве¹, А. И. Чеботарев¹, А. Ю. Березин¹

¹ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Россия

Аннотация. В данной статье описывается процесс создания системы машинного зрения. Проводится выбор алгоритма в условиях ограниченности вычислительных ресурсов и его математическое описание. Рассматриваются программные и аппаратные средства для его практической реализации.

Ключевые слова: обнаружение; машинное зрение; роботизация; классификация объектов; признаки Хаара

SYSTEM MACHINE VISION FOR OBJECT DETECTION AND CLASSIFICATION

A. N. Erofeev¹, V. V. Pleve¹, A. I. Chebotarev¹, A. Y. Berezin¹

¹MESC AF «Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. The article deals with process of creating a machine vision system. An algorithm is selected under conditions of limited computing resources. It presents mathematical description of selected algorithm, software and hardware for its practical implementation.

Keywords: detection; machine vision; robotization; classification of objects; haar signs

1. ВВЕДЕНИЕ

За последнее время наблюдается активное развитие робототехники, обусловленное массовым применением робототехнических комплексов в различных условиях. Анализ состояния роботизации и автоматизации решаемых задач в развитых странах показывает, что основное внимание в настоящее время уделяется созданию комплексов повышенной автономности [1]. Это позволит снять ограничения, накладываемые присутствием человека-оператора. К числу основных преимуществ таких комплексов относятся возможность применения в условиях жестких внешних воздействий, а также исключить негативное воздействие «человеческого фактора» [3]. Важнейшей и актуальной задачей при проектировании робототехнических комплексов является разработка системы машинного зрения.

Машинное зрение имеет все шансы превзойти человеческое в ближайшие 5 лет. Выбор «нестандартных» способов формирования изображений (включая комплексирование различных диапазонов за пределами видимого) существенно расширяет возможности систем машинного зрения. По возможностям получения информации данные системы существенно превосходят человеческое зрение, однако уступают ему в силу недостатков в алгоритмическом обеспечении [5]. Таким образом, целью данной статьи является описание системы машинного зрения для решения, пожалуй, наиболее прикладной и основополагающей задачи – обнаружения объектов и дальнейшего их анализа. В частности, будет описан алгоритм, обученный для обнаружения человека.

2. ВЫБОР АЛГОРИТМА МАШИННОГО ЗРЕНИЯ

Прикладное применение алгоритмов машинного зрения ограничено вычислительными ресурсами. Для распознавания объектов на изображении требуется выполнять как минимум сотни тысяч операций в секунду. Для разрабатываемой системы, критичной является стоимость, а также время автономной работы, что подразумевает использование мобильных и встраиваемых процессорных систем. По совокупности этих параметров оптимальным вариантом будет RaspberryPi4. Ее основные преимущества – это ее стоимость, небольшие размеры и удобство программирования. Однако сравнительно низкая производительность RaspberryPi является ее основным недостатком. К одноплатному микрокомпьютеру через USB разъем подключим видеокамеру, являющуюся наиболее доступным способом формирования изображения, подходящим для проведения испытаний на начальной стадии разработки.

При разработке программного обеспечения необходимо выбрать метод машинного зрения и средства его реализации. На сегодняшний день не существует универсального метода, который одинаково хорошо подходил бы для любых целей. Для решения задач обнаружения объектов на изображении наиболее часто применяются и являются наиболее эффективными каскадные классификаторы с признаками Хаара и сверточные нейронные сети. При выборе конкретного метода, сравним их на основании экспериментальных данных [6]. По результатам, полученным в ходе применения каскадных классификаторов с признаками Хаара и сверточных нейронных сетей к тестовым изображениям, можно сделать следующие выводы:

1. каскадные классификаторы наряду со сверточными нейронными сетями показывают высокий уровень точности и полноты при детектировании объектов
2. сверточные нейронные сети демонстрируют более высокую устойчивость к объектам с наклоном, чем каскадные классификаторы
3. каскадные классификаторы являются более устойчивыми к изменению масштаба объектов

Отсюда можно сделать вывод, что на сегодняшний день сверточные нейронные сети оказываются не хуже каскадных классификаторов с признаками Хаара, а в некоторых показателях превосходят их. Но для их обучения требуется гораздо больше вычислительных ресурсов, а применение каскадных классификаторов позволит нам дополнительно обучать систему на Raspberry в процессе эксплуатации. За счет этого появится возможность быстро адаптировать систему к новой обстановке, не прибегая к дополнительным средствам. Исходя из приведенного выше анализа, в качестве метода машинного зрения выберем каскадный классификатор с признаками Хаара.

3. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ

Классификаторы с признаками Хаара работают по методу П. Виолы и М. Джонса [7]. Этот метод заключается в прохождении по изображению «сканирующим окном» и применении к каждой выделенной им области операций, характеризующихся следующими элементами:

1. интегральном представлении изображения
2. использовании признаков Хаара
3. использовании каскадного классификатора
4. использовании метода машинного обучения AdaBoost

Под признаками Хаара понимаются прямоугольные области, которые используются для выделения ключевых признаков объектов. Эти области содержат в

себе прямоугольные комбинации из светлых и темных четырехугольников. Значение признаков Хаара вычисляется путем вычитания из суммарной яркости пикселей в светлых областях суммарной яркости пикселей в темных. Затем полученное значение сравнивается с определенным пороговым значением (которое выбирается в процессе машинного обучения). В результате сравнения делается вывод о наличии в данной области изображения этого признака. Таким образом математическое описание простейшего классификатора (при анализе фрагмента изображения внутри «сканирующего окна», мы переходим от задачи обнаружения к задаче классификации), определяющего наличие признака Хаара имеет вид (1):

$$F_i(x) = \begin{cases} +1, \text{ при } f_i(x) < \theta_i \\ -1, \text{ при } f_i(x) \geq \theta_i \end{cases} \quad (1)$$

где x – окно, в пределах которого ведется поиск признака, p_i – определяет знак неравенства, $f_i(x)$ – вычисленное значение признака Хаара, θ_i – определяет пороговое значение.

Для быстрого расчета суммарной яркости пикселей в прямоугольной области изображения, необходимой для вычисления признаков Хаара, воспользуемся интегральным представлением изображения.

Интегральное представление изображения — это матрица такого же размера, как и само изображение, каждый элемент которой равен сумме интенсивностей всех пикселей, находящихся левее и выше него. Схематично оно изображено на рисунке 1. За счет интегрального преобразования можно быстро вычислить сумму яркостей всех пикселей в произвольной прямоугольной области. Например, для вычисления суммарной яркости пикселей в области ABCD достаточно учесть только значения ее вершин: $S(ABCD) = L(D) + L(B) - L(A) - L(C)$

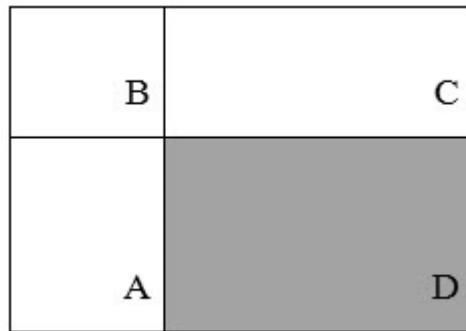


Рис. 1. Схема интегрального представления изображения

Для обнаружения и локализации объектов с высокой точностью требуется использование большого числа классификаторов, каждый из которых по отдельности не отвечает заданным требованиям, но способен сделать небольшой шаг в верном направлении. Такие классификаторы называют слабыми (weak learning model) [10]. Слабые классификаторы – классификаторы, которые оказываются немногим лучше случайного выбора ($\epsilon \lesssim \frac{1}{2}$ при обнаружении человека). Их использование подразумевает составление каскадов. Для формирования каскадного классификатора и установления пороговых значений воспользуемся алгоритмом AdaBoost.

AdaBoost (Adaptive Boosting) — алгоритм машинного обучения, который при наличии множества эталонных объектов и слабых классификаторов, позволяет выработать наиболее эффективный алгоритм.

Отличительные особенности алгоритма AdaBoost:

1. алгоритм настраивается на ошибки гипотез слабых классификаторов
2. ограничение точности AdaBoost зависит только от ограничений слабых классификаторов только на обучающей выборке

Рассмотрим математическую модель AdaBoost. Пусть $t \in \overline{1, T}$ – номер итерации, $i \in \overline{1, I}$ – номер слабого классификатора, а F_i – его гипотеза, $D^{(t)}$ – нормированные веса (распределение) слабых классификаторов на t -й итерации, для реализации алгоритма AdaBoost требуется обучающее множество $S = \{(x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_N, y_N)\}$.

Изначально все веса классификаторов выбираются равными $\frac{1}{I}$, на последующих итерациях веса корректируются так, чтобы у сложных неправильно классифицированных до этого примеров веса были больше, и они вносили бы больший вклад в функцию ошибки ϵ .

Представим работу AdaBoost в виде псевдокода:

Вход: $S = \{(x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_N, y_N)\}$

Инициализация всех весов: $D_i^{(1)} = \frac{1}{I}$

Выполняем цикл T раз

for $t = 1, \dots, T$:

вызывается слабая модель с весовыми коэффициентами $D^{(t)}$

формируется гипотеза $F_t: X \rightarrow Y$

расчет суммарной ошибки с учетом весов:

$$\epsilon_t = \sum_{i=1}^I D_i^{(t)} (y_n \neq F_t(x_n))$$

расчет коэффициента обновления весов и пороговой активации:

$$a_t = \frac{\epsilon_t}{1 - \epsilon_t}$$

обновление весов

$$D_i^{(t+1)} = \frac{D_i^{(t)}}{z_t} \cdot \begin{cases} a_t, & \text{при } y_n = F_t(x_n) \\ 1, & \text{в противном случае} \end{cases}$$

где z_t – нормировочная константа, такая что $\sum_{i=1}^I D_i^{(t+1)} = 1$:

break если $(\epsilon_t = 0)$ или если $(\epsilon_t \geq \frac{1}{2})$, то выбрать $T = t - 1$

Выход: Сложный классификатор:

$$F(x) = \arg \max_{d \in D} \left(\sum_{F_i(x)=y} \log \left(\frac{1}{a_t} \right) \right),$$

где a_t – коэффициент, определяющий вклад слабого классификатора в итоговое решение. Заметим, что чем больше ошибка ϵ_t , тем больший будет вес a_t будет иметь

неправильно классифицированный пример и меньший вес $\log\left(\frac{1}{a_t}\right)$ будет иметь классифицировавшая его гипотеза.

В ходе обучения AdaBoost оказалось, что ошибка на тестовой выборке продолжала уменьшаться, тогда как ошибка на обучающей выборке уже была наименьшей. Это объясняется в [11] тем, что следует учитывать не только ошибку классификации, но и ее достоверность, то есть веса продолжали корректироваться в правильном направлении.

С целью ускорения обработки изображения в процессе применения каскадного классификатора выделяются наборы признаков, которые вычисляются последовательно, и при первом несоответствии области изображения заданному пороговому значению делается вывод об отсутствии на ней исходного объекта. При этом сначала идут наиболее точные признаки - с максимальным a_t (рисунок 2).

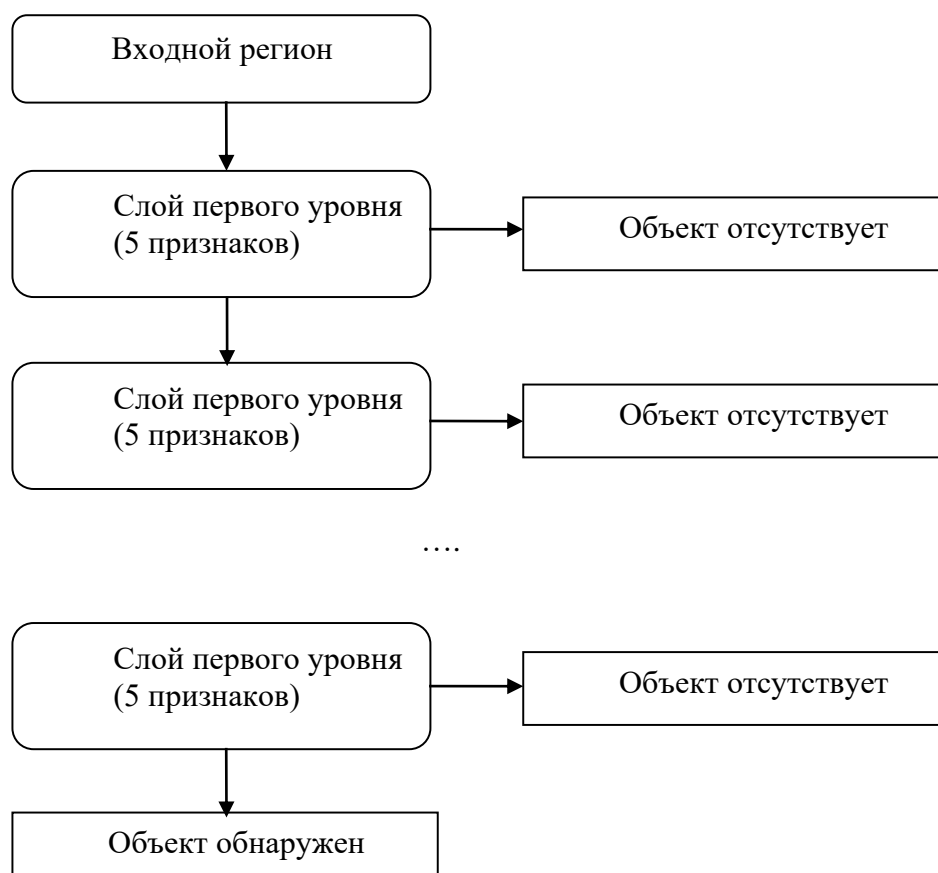


Рис. 2. Схема обработки фрагмента изображения

4. РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА МАШИННОГО ЗРЕНИЯ

Для реализации программного обеспечения воспользуемся библиотекой для работы с изображениями Open CV. Она содержит алгоритмы, позволяющие делать необходимые преобразования с поступающими изображениями и обучать каскадные классификаторы с признаками Хаара. В качестве языка программирования выберем python. Этот язык программирования отличается выразительностью, удобочитаемостью, богатым набором библиотек (в том числе и Open CV) и поддержкой в сообществе python. Основным недостатком, за который упрекают python — скорость

выполнения, но в нашем случае все ресурсоемкие вычисления реализованы с помощью библиотек, оптимизированы и описаны на языке C++.

Разработанный на базе описываемого алгоритма программный модуль предназначен для обнаружения и локализации людей в видеопотоке в режиме реального времени. Результат его работы изображен на рисунке 3.

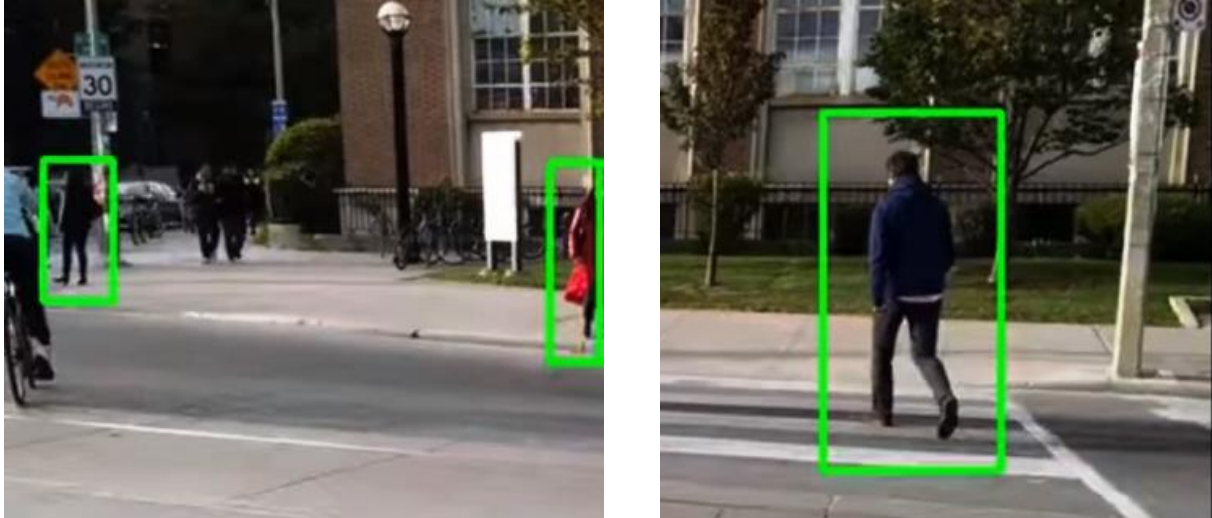


Рис. 3. Обнаружение человека с использованием признаков Хаара

Также разработан модуль для формирования базы данных, использующейся при обучении классификатора. На вход к нему подаются изображения, на которых программный модуль выделяет необходимые объекты (силуэты людей) и сохраняет их в отдельную папку (рисунок 4).

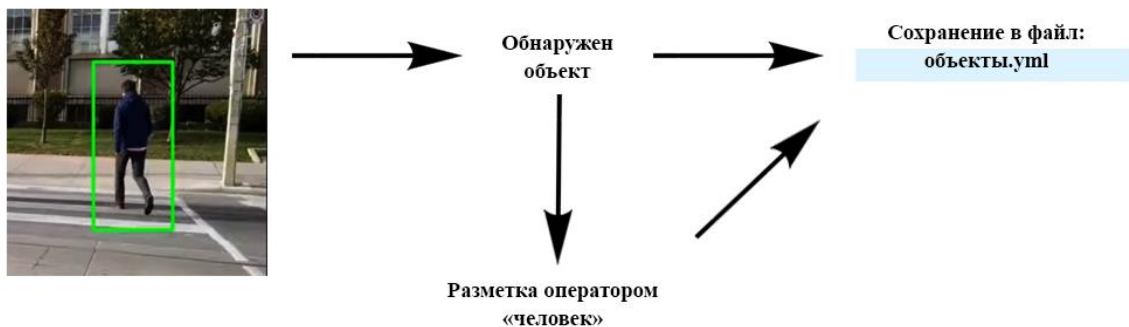


Рис. 4. Результат работы модуля по формированию базы данных

В результате обучения получаем каскадный классификатор, способный распознавать и классифицировать человека, его параметры и архитектура сохраняются в формате .yml. Таким образом, описанное алгоритмическое и программное обеспечение позволяет обнаружить человека и выявить при этом необходимые признаки, позволяющие характеризовать его.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанная система может использоваться в автоматизированных системах видеомониторинга и сигнализации. Она позволяет:

1. повысить надежность охраны периметров объектов
2. уменьшить количество личного состава, привлекаемого к дежурствам
3. исключить влияние таких факторов, как невнимательность, усталость, психологическая неустойчивость, присущих людям
4. использовать комплекс на основе данной системы в любых погодных условиях.

Важным достоинством выбранного метода является баланс точности и простоты обучения. Благодаря последней становится возможным быстро обучить каскад признаков, не прибегая к дополнительным средствам в боевой обстановке.

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. Бошляков, 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. Костылев Д. А., Федотов О. В. Машинное зрение в робототехнических системах// Наука, техника и образование С. 45 - 49
5. Как работает компьютерное зрение. Изучаем основные алгоритмы, чтобы овладеть datascience. <https://xaker.ru/2019/01/14/yandex-ds/>
6. Локализация объектов на изображении методом свёрточных нейронных сетей. <http://www.azoft.ru/blog/lokalizaciya-obektov-na-izobrazhenii-metodom-svyortochnyx-nejronnyx-setej/>
7. Обучение каскада Хаара. <https://kostyakulakov.ru/opencv-обучение-каскада-хаара/>
8. Object selection in the image according to the Viola-Jones method. <https://api-2d3d-cad.com/viola-jones-method/>
9. Документация Open CV. <https://docs.opencv.org/>
10. Хайкин С. Нейронные сети: полный курс, 2-е изд.// Пер. с англ. – СПб.: ООО «Диалектика», 2020. С. 470 – 484
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.

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. Kostylev D. A., Fedotov O. V. Machine vision in robotic systems // Science, technology and education Pp. 45 - 49
5. How computer vision works. Learning basic algorithms to master datascience. <https://xakep.ru/2019/01/14/yandex-ds/>
6. 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/>
7. Training of the Haar cascade. <https://kostyakulakov.ru/opencv-learning-cascade-haar/>
8. Object selection in the image according to the Viola-Jones method. <https://api-2d3d-cad.com/viola-jones-method/>
9. Documentation Open CV. <https://docs.opencv.org/>
10. Khaykin S. Neural networks: a complete course, 2nd ed.// Per. from English. - St. Petersburg: Dialectika LLC, 2020. Pp. 470 – 484
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

СОЗДАНИЕ ОБЪЕМНОГО ЗРЕНИЯ РОБОТА НА ОСНОВЕ ДЕТЕКТОРА ОБЪЕКТОВ В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ YOLO

А.А. Лукьяненко¹, В.А. Лукьяненко²

¹НИИ «Вега», Воронеж, Российская Федерация

²АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Исследуется проблема нахождения расстояния до объекта двумя методами с использованием системы, состоящей из нейронной сети YOLO и цифровой видеокамеры. Сделана попытка определения погрешности измерения расстояний.

Ключевые слова: изображение, нейросеть, YOLO, видеокамера, расстояние до объекта, функция потерь, погрешность измерения.

CREATING A THREE-DIMENSIONAL VISION OF A ROBOT BASED ON A REAL-TIME OBJECT DETECTOR YOLO

A.A. Lukianenko¹, V.A. Lukianenko²

¹Research Institute "Vega", Voronezh, Russian Federation

²AO «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. We study the problem of determining the distance to an object using a system consisting of a YOLO neural network and a digital video camera. An attempt was made to determine the error in measuring distances.

Keywords: image, neural network, YOLO, video camera, object distance, loss-function, measurement error

1. ВВЕДЕНИЕ

Детектор объектов в реальном времени YOLO (далее по тексту -YOLO) реализован на глубокой сверточной нейросети с обучением, которая решает задачи регрессии и классификации. YOLO одновременно предсказывает местоположение и тип объекта (класс) на изображении. Алгоритм YOLO хорошо разработан [1-4].

YOLO обрабатывает изображение в целом, вырабатывает ограничивающие рамки объектов (bounding box) и вероятность класса для данного объекта $Pr(Class|Object)$, по которой решается задача классификации.

Обучение YOLO-сети происходит на изображениях, в которых объекты окружены ограничивающими рамками вручную и тип объекта указан.

По сравнению с другими традиционными алгоритмами детектирования (свёрточные сети, SVM, R-CNN, Fast R-CNN) YOLO имеет ряд преимуществ, к которым относятся, в первую очередь: быстрота обработки, относительная простота реализации (в более ранней версии на одной свёрточной нейросети) и уменьшение вероятности ложного предсказания объекта. YOLO удачно детектирует группы объектов.

Рассмотрим кратко алгоритм работы YOLO. Согласно [1-3] обучение и детектирование объектов в YOLO-сети происходит в целом на всем кадре изображения, поступающем на вход YOLO-сети. YOLO разбивает входное изображение на сетку размером $S \times S$. Число S обычно берется нечетным (7x7, 11x11 и др.). Далее нейросеть делает прогноз для следующих событий и переменных для каждой из ячеек:

«Что находится в данной ячейке сетки объект (объекты) или фон?»;

«Если в ячейке не фон, то находится ли в данной ячейке центр объекта?», даже если ячейка содержит объект, но не содержит центр объекта, то, считается, что эта ячейка содержит фон.

Если ячейка содержит центр объекта, то предсказываются параметры ограничивающей рамки для данного объекта, это переменные x, y, w, h , где координаты (x, y) указывают центр ограничивающей рамки относительно границ ячейки сетки. Ширина w и высота h ограничивающей рамки предсказаны относительно всего изображения;

Для предсказания класса объекта вычисляется доверие D :

$$D = Pr(\text{object}) * IoU_{\text{predicted}}^{\text{truth}}$$

где

$Pr(\text{object})$ - вероятность появления объекта. $Pr(\text{object})$ равна 0, в случае если в ячейке содержится фон;

$IoU_{\text{predicted}}^{\text{truth}}$ – отношение площади пересечения двух ограничивающих рамок (обведенной вручную и вычисленной) и площади объединения двух рамок (обведенной вручную и вычисленной).

Очевидно, что доверие вычисляется после получения ограничивающей рамки.

Доверие отражает на сколько «уверенна» нейросеть в том, что ограничивающая рамка содержит объект этого класса. Условная вероятность класса объектов умножается на доверие:

$$Pr(\text{Class}_i | \text{Object}) * Pr(\text{Object}) * IoU_{\text{pred}}^{\text{truth}} = Pr(\text{Class}_i) * IoU_{\text{pred}}^{\text{truth}} \quad (1).$$

Для принятия решения вычисляются (1) для всех классов, которые детектирует нейросеть. Максимальное значение (1) определяет класс объекта.

В более поздних версиях YOLO [4] достоверность класса вычисляется из минимизации функции потерь $IoU_{\text{pred}}^{\text{truth}}$, которая вычисляется :

$$L_{\text{DIOU}} = 1 - IoU + \frac{\rho^2(b, b^{\text{gt}})}{c} + \alpha * v,$$

где

$\rho()$ - евклидово расстояние между центрами рамок b и b^{gt} (рамки, полученной после работы нейросети, и рамки, обведенной вручную);

c - диагональная длина одной ячейки в пикселях;

параметр $v = \frac{4}{\pi^2} * (\arctg(\frac{w_{\text{gt}}}{h_{\text{gt}}}) + \arctg(\frac{w}{h}))^2$;

параметр $\alpha = v / (1 - IoU + v)$.

Ширина и высота рамок $w, h, w_{\text{gt}}, h_{\text{gt}}$ для данного случая принятия решения нейросетью (w, h - получены в нейросети и $w_{\text{gt}}, h_{\text{gt}}$ – обведенных на картине вручную).

Таким образом, на выходе нейросети YOLO для каждой ячейки сетки размером $S \times S$ предсказаны ограничивающие рамки и доверие, умноженное на вероятности классов объектов. Всего на выходе YOLO-сети $S * S * (B * 5 + C)$ решений, которые являются случайными переменными. Здесь переменная C – количество детектируемых классов (в интернете много вариантов, когда берется заранее обученная сеть на 20 классов и затем дообучается, например, на 30 классов). Переменная B – количество рамок на одну ячейку (обычно $B=2$ -вариант фон или объект). Переменная S – общее количество ячеек на изображении по оси X или Y .

Известно [1], что для увеличения точности YOLO включали с другими нейросетями (R-CNN, Fast R-CNN). Обнаружение объекта экспериментально проводили параллельно в двух сетях, а затем проводили общую обработку принятых прогнозов.

Точность при этом увеличивалась, но скорость обработки ограничивалась более медленной нейросетью (R-CNN, Fast R-CNN) [1].

Рассмотрим совместную обработку параметров одной и двух сетей YOLO для измерения расстояния до объекта.

2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАССТОЯНИЯ ДО ОБЪЕКТА С ПОМОЩЬЮ ОДНОЙ YOLO ПРИ ДВИЖЕНИИ ОБЪЕКТА (ПЕРВЫЙ МЕТОД)

Соединим вход YOLO с выходом видеокамеры и определим расстояние до движущегося объекта, используя выходные данные об объекте, полученные после работы YOLO-сети.

Согласно [5] цифровая видеокамера имеет три известных параметра: ширину кадра K в пикселях, угол обзора камеры Ω в град (например, в современных цифровых камерах сотовый телефонов HONOR 8 равен 120°) и фокусное расстояние f (в мм) равно расстоянию от экрана камеры до точки соединения лучей (для HONOR 8 и HONOR 10 равно 24 мм и 26 мм соответственно).

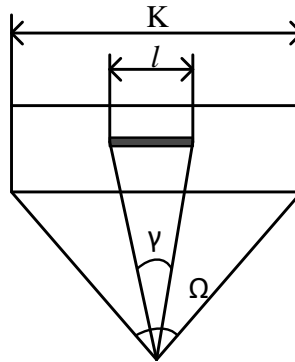


Рис. 1. Зависимость длины объекта l от углового размера γ объекта равна:

$$\frac{\Omega}{K} = \frac{\gamma}{l}, \quad \gamma = \frac{\Omega l}{K}.$$

Очевидно, что имеется однозначное соответствие между полем сети YOLO размером $S \times S$ и кадром видеокамеры размером $K \times K$, размером l объекта по оси x на экране и размером объекта w по оси x , измеренным нейросетью YOLO. Поэтому $S/K = w/l$, $w = l \frac{S}{K}$ и для углового размера объекта по осям

$$\gamma_x = \frac{w + \Omega}{S} \quad \text{- угол по оси } x,$$

$$\gamma_y = \frac{h + \Omega}{S} \quad \text{- угол по оси } y \quad (2)$$

Здесь l – линейный размер в камере объекта A , который в общем случае не равен реальному размеру объекта r .

Рассмотрим движение системы камера+YOLO к объекту $A1$ (см рисунок 2). Этот случай соответствует расположению объекта $A1$ точно напротив камеры. N -номер ячейки сети YOLO, в которую попал центр объекта ($N < S$).

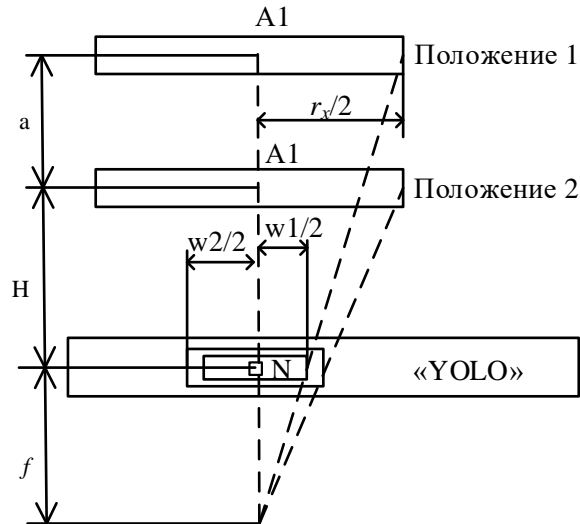


Рис. 2.

Найдем расстояние от камеры до объекта A1 равное H и реальный размер объекта A1 по оси x равный r_x .

Составим систему согласно рисунку 2:

$$\begin{cases} \frac{w1/2}{f} = \frac{r_x}{2} * 1/(a + H + f) \\ \frac{w2/2}{f} = \frac{r_x}{2} * 1/(H + f) \end{cases} \quad (3)$$

где $w1$ – размер ограничивающей рамки объекта A1 по оси x, определенный нейросетью YOLO для положения 1; $w2$ – размер - для положения 2; a -расстояние, которое проходит система камера+YOLO (или объект A1) за время t из положения 1 в положение 2.

Решая уравнение (1) имеем:

$$H = \frac{w1 * a}{(w2 - w1)} - f$$

$$r_x = \frac{w1 * a}{f} \left(1 + \frac{w1}{(w2 - w1)} \right)$$

Все рассуждения верны для расстояния до центра объекта A1 и для размера r_y объекта A1 по оси y.

$$r_y = \frac{h1 * a}{f} \left(1 + \frac{h1}{(h2 - h1)} \right)$$

Расстояние до центра объекта можно усреднить по двум координатам

$$H = \frac{a}{2} \left(\frac{w1}{(w2 - w1)} + \frac{h1}{(h2 - h1)} \right) - f \quad (4)$$

При изменении угла наклона объекта к видеокамере получаем изменение проекции объекта A1 на камеру, и, следовательно, изменяются w и h объекта, поэтому расстояние до центра проекции можно измерить.

Однако измерение возможно только:

- если объект или камера изменяют местоположение;
- если расстояние a между положением 1 и положением 2 объекта заранее известно.

При $w1=w2$ ($h1=h2$) возникает неопределенность.

3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАССТОЯНИЯ И МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ДО ЦЕНТРА НЕПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА С ПОМОЩЬЮ ДВУХ YOLO-СЕТЕЙ (ВТОРОЙ МЕТОД)

На вход YOLO1 и YOLO2 подается изображение, с двух видеокамер, которые направлены в одну сторону, находятся в одной плоскости и жестко закреплены на расстоянии L друг от друга. Нейросети обучены одинаково (конфигурации и коэффициенты слоев YOLO-нейросетей одинаковые). Первая нейросеть YOLO1 размером $S \times S$ вырабатывает параметры $\{N1, M1, x1, y1, w1, h1, D1\}$, вторая – $\{N2, M2, x2, y2, w2, h2, D2\}$. Здесь $\{N1, M1\}$ и $\{N2, M2\}$ координаты ячейки для сетей YOLO1 и YOLO2 в которую попал центр объекта $A1$.

Все расстояния далее будем считать нормированными к количеству пикселей изображения в одной ячейке сетки изображения на одной стороне ячейки.

В начале для простоты предположим, что оба YOLO определили некий объект $A1$ к одному классу. Считаем, что изображение объекта не обрезано в кадре, т.е. полностью содержится на сетке $S \times S$ (или обрезано одинаково). Аддитивную помеху, вносимую в цифровое изображение от видеокамер («рябь на изображении», «точки на изображении», «синусоиды» и др.), временно не будем учитывать. Видеокамеры, подключенные к нейросетям YOLO1 и YOLO2, считаем идентичными. Введем понятие базис (аналогично оптической системе глаз человека) равный:

$$Bz_x = S - N1 - x1 + L + N2 + x2$$

$$Bz_y = S - M1 - y1 + L + M2 + y2$$

$$Bz = \sqrt{Bz_x^2 + Bz_y^2}$$

Под расстоянием до объекта будем понимать два расстояния: расстояние от изображения центра объекта $A1$ (с координатами $(S - N1 - x1, S - M1 - y1)$) YOLO1 до центра самого объекта $A1$ равное $L1$ и расстояние от изображения центра объекта $A1$ (с координатами $(N2 + x2, M2 + y2)$) YOLO2 до центра самого объекта $A1$ равное $L2$ (рисунок 3).

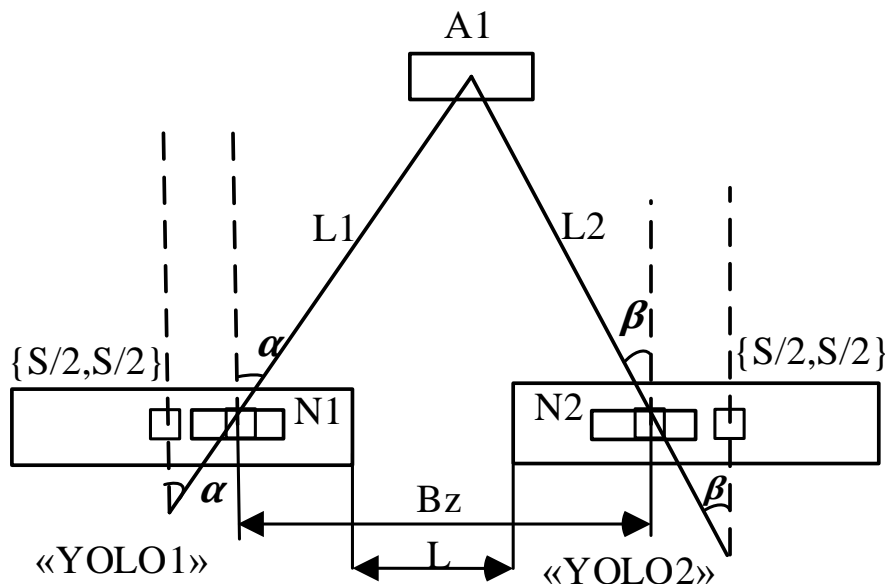


Рис. 3

Рассмотрим расчет расстояния до объекта $A1$ в одной проекции, например, по оси X . Тогда из геометрических соображений имеем:

$$L1_x = Bz_x / (\cos(\alpha)(\operatorname{tg}(\alpha) + \operatorname{tg}(\beta)))$$

$$L2_x = Bz_x / (\cos(\beta)(\operatorname{tg}(\alpha) + \operatorname{tg}(\beta)))$$

Но согласно рисунку 1 угол $\alpha = \gamma_{1x}/2$ – равен половине угла обзора до объекта камеры 1 по оси X, а угол $\beta = \gamma_{2x}/2$ – равен половине угла обзора до объекта камеры 2 по оси X.

Подставляя (2)

$$L1_x = \frac{Bz_x}{\cos(\gamma_{1x}/2) (\text{tg}(\gamma_{1x}/2) + \text{tg}(\gamma_{2x}/2))}$$

$$L2_x = \frac{Bz_x}{\cos(\gamma_{2x}/2) (\text{tg}(\gamma_{2x}/2) + \text{tg}(\gamma_{1x}/2))}$$

где $Bz_x = \left(S - N1 - x1 + \frac{L}{p} + N2 + x2 \right) * p$

$$\gamma_{1x}/2 = \frac{\Omega_1}{S * p} * \left(N1 - \frac{S}{2} + x1 \right), \quad \gamma_{2x}/2 = \frac{\Omega_2}{S * p} * \left(\frac{S}{2} - N2 - x2 \right);$$

Ω_1, Ω_2 - полный угол обзора камеры 1 и камеры 2;

p - количество пикселей на сторону одной ячейку нейросети;

$S * p$ - размер поля нейросети по оси x, выраженный в пикселях.

Аналогично можно вывести формулы для y-координаты:

$$L1_y = \frac{Bz_y}{\cos(\gamma_{1y}/2) (\text{tg}(\gamma_{1y}/2) + \text{tg}(\gamma_{2y}/2))}$$

$$L2_y = \frac{Bz_y}{\cos(\gamma_{2y}/2) (\text{tg}(\gamma_{2y}/2) + \text{tg}(\gamma_{1y}/2))}$$

Где $Bz_y = \left(S - M1 - y1 + \frac{L}{p} + M2 + y2 \right) * p$

$$\gamma_{1y}/2 = \frac{\Omega_1}{S * p} * \left(M1 - \frac{S}{2} + y1 \right), \quad \gamma_{2y}/2 = \frac{\Omega_2}{S * p} * \left(\frac{S}{2} - M2 - y2 \right),$$

и

$$L1 = \sqrt{\left(\frac{Bz_x}{\cos(\gamma_{1x}/2) (\text{tg}(\gamma_{1x}/2) + \text{tg}(\gamma_{2x}/2))} \right)^2 + \left(\frac{Bz_y}{\cos(\gamma_{1y}/2) (\text{tg}(\gamma_{1y}/2) + \text{tg}(\gamma_{2y}/2))} \right)^2}$$

$$L2 = \sqrt{\left(\frac{Bz_x}{\cos(\gamma_{2x}/2) (\text{tg}(\gamma_{2x}/2) + \text{tg}(\gamma_{1x}/2))} \right)^2 + \left(\frac{Bz_y}{\cos(\gamma_{2y}/2) (\text{tg}(\gamma_{2y}/2) + \text{tg}(\gamma_{1y}/2))} \right)^2} \quad (5)$$

Таким образом, для определения расстояния до неподвижного объекта необходима обработка параметров минимум двух сетей YOLO при условии, что объект в этих сетях принадлежит к одному классу.

4. ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАССТОЯНИЯ ДО ОБЪЕКТА ПО ПЕРВОМУ И ВТОРОМУ МЕТОДУ

Вычислим относительную погрешность метода определения расстояния с одной камерой из формулы (4) согласно [6]:

$$\delta_H = \delta_a + \delta_{w1} + \delta_{w2} + \delta_{h1} + \delta_{h2}.$$

Согласно [1] функция потерь нейросети $\text{Err}(\dots)$ равна:

$$\begin{aligned}
\text{Err}(\dots) = & \lambda_{\text{coord}} \sum_{i=0}^{S^2} \sum_{j=0}^B 1_{ij}^{\text{obj}} [(x_i - \hat{x}_i)^2 + (y_i - \hat{y}_i)^2] \\
& + \lambda_{\text{coord}} \sum_{i=0}^{S^2} \sum_{j=0}^B 1_{ij}^{\text{obj}} [(\sqrt{w_i} - \sqrt{\hat{w}_i})^2 + (\sqrt{h_i} - \sqrt{\hat{h}_i})^2] \\
& + \sum_{i=0}^{S^2} \sum_{j=0}^B 1_{ij}^{\text{obj}} (C_i - \hat{C}_i)^2 \\
& + \lambda_{\text{noobj}} \sum_{i=0}^{S^2} \sum_{j=0}^B 1_{ij}^{\text{noobj}} (C_i - \hat{C}_i)^2 \\
& + \sum_{i=0}^{S^2} 1_i^{\text{obj}} \sum_{c \in \text{classes}} (p_i(c) - \hat{p}_i(c))^2 \quad (6)
\end{aligned}$$

где

$1_i^{\text{obj}} = 1$ если объект появляется в i -ячейке и $1_i^{\text{obj}} = 0$ если объекта в i -ячейке нет;

λ_{coord} и λ_{noobj} - коэффициенты, регулирующие вклад параметров в функцию потерь, (в [1] предлагается выбрать $\lambda_{\text{coord}} = 5$ и $\lambda_{\text{noobj}} = 0,5$);

C - класс объекта, $p(c)$ – вероятность выбора правильного класса.

Функция потерь минимизируется при обучении YOLO, на момент принятия решения YOLO является вычисленной и при «хорошем» обучении стремиться к нулю согласно теореме о полноте (следствие теоремы Колмогорова-Арнольда-Хехт-Нильсена). Уменьшая функцию потерь, можно уменьшить δ_H .

Поэтому

$$\delta_H \approx \text{Err}() + \delta_a$$

Погрешность расстояния до объекта первого метода зависит от обучения YOLO и погрешности измерения расстояния a и вычисляется при каждом измерении расстояния.

Оценим точность второго метода для (5), представляя параметры YOLO1 $\{N1, x1, y1, w1, h1, C\}$ и YOLO2 $\{N2, x2, y2, w2, h2, C\}$.

$$\delta_{L1, L2} \approx \text{Err}1() + \text{Err}2().$$

$\delta_{L1, L2}$ корректируется при каждом измерении расстояния до объекта.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрены два метода нахождения расстояния от камеры до некоторого объекта с использованием нейросети YOLO. В связи с развитием нейросетей для обработки изображений работа является актуальной. Полученные результаты могут быть применены в гражданской и военной технике.

ЛИТЕРАТУРА

1. Redmon J., Divvala S., Girshick R., Farhadi A. You Only Look Once: Unified, Real-Time Object Detection, <https://arxiv.org/pdf/1506.02640v5.pdf>, 09 May 2016.
2. Redmon J., Farhadi A. YOLO9000: Better, Faster, Stronger, <https://arxiv.org/pdf/1612.08244v1>, 25 December 2016.

3. Li D., Visual Feature Learning on Video Object and Human Action Detection /Wang R., Chen P., Xie C., Zhou Q., Jia X.// <https://doi.org/10.3390/mi13010072> 31 December 2021.
4. Yui J. Yolov4, [https:// jonatan-hui.medium.com/yolov4-c9901eaa8e61](https://jonatan-hui.medium.com/yolov4-c9901eaa8e61), 4 May 2020.
5. Стрельцов О.В., Даниленко А.О Методы определения расстояния до препятствия при движении мобильного робота, Комп'ютерній інформаційні мережі і системи. Автоматизація виробництва, 2013, Вип. 2(41).- С.238-241.
6. Румшицкий Л.З. Математическая обработка результатов эксперимента, М: Наука, 1971 г.-192 стр.

REFERENCES

1. Redmon J., Divvala S., Girshick R., Farhadi A. You Only Look Once: Unified, Real-Time Object Detection, <https://arxiv.org/pdf/1506.02640v5.pdf>, 09 May 2016.
2. Redmon J., Farhadi A. YOLO9000: Better, Faster, Stronger, <https://arxiv.org/pdf/1612.08244v1>, 25 December 2016.
3. Li D., Visual Feature Learning on Video Object and Human Action Detection /Wang R., Chen P., Xie C., Zhou Q., Jia X.// <https://doi.org/10.3390/mi13010072> 31 December 2021.
4. Yui J. Yolov4, [https:// jonatan-hui.medium.com/yolov4-c9901eaa8e61](https://jonatan-hui.medium.com/yolov4-c9901eaa8e61), 4 May 2020.
5. Streltsov O.V., Danilenko A.O. Methods for determining the distance to an obstacle orientation mobile robot' s motion. Computerni informacijni merezhi i sistemi. Avtomatizacija virobnictva, 2013,Vip 2(41).- Pp.238-241
6. Rumshiski L.Z. Matematicheskaja obrabotka rezultatov experimenta, M: Nauka, 1971- 192 p.

АВТОМАТИЗАЦИЯ РАСЧЕТОВ ПРИ ОРГАНИЗАЦИИ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ НА БАЗЕ СТАНЦИЙ ТРОПОСФЕРНОЙ СВЯЗИ

С. Е. Потапов, К. А. Хвостова

Военная академия РВСН имени Петра Великого (ВА РВСН), г. Балашиха, Россия

Аннотация. При планировании трассы тропосферной связи необходимо анализировать, сравнивать различные варианты размещения станций на местности и топологии сети связи. При этом приходится неоднократно производить большой объем расчетов. Поэтому целесообразно автоматизировать проведение данных расчетов. В статье рассмотрены основные способы автоматизации расчетов: традиционное программирование, машинное обучение и использование экспертной системы. Для каждого способа определены преимущества и трудности в его реализации.

Ключевые слова: тропосферная связь; топология; профиль трассы; дальность связи; достоверность; энергетический потенциал; потери в канале; запас уровня сигнала; традиционное программирование; программа; искусственный интеллект; машинное обучение; датасет; экспертная система.

APPROVED BY THE ORGANIZING COMMITTEE REQUIREMENTS FOR THE DESIGN OF REPORTS

S.E. Potapov, K.A. Khvostova

Military Academy of the Peter the Great RVSН (VA RVSН), Balashikha, Russia

Abstract. When planning a tropospheric communication route, it is necessary to analyze and compare various options for station placement on the terrain and the topology of the communication network. At the same time, it is necessary to repeatedly make a large amount of calculations. Therefore, it is advisable to automate these calculations. The article discusses the main methods of automating calculations: traditional programming, machine learning and the use of an expert system. Advantages and difficulties in its implementation are defined for each method.

Keywords: tropospheric communication; topology; route profile; communication range; reliability; energy potential; channel losses; signal strength reserve; traditional programming; program; artificial intelligence; machine learning; dataset; expert system.

1. ВВЕДЕНИЕ

Тропосферная связь имеет ряд преимуществ в сравнении с проводной или спутниковой. В ряде случаев это не только оптимальный, но и практически единственный способ обеспечить связь в труднодоступном районе.

Для организации тропосферной связи требуется предварительно произвести значительный объем расчетов, чтобы определить размещение станций тропосферной связи с известными параметрами и обеспечить требуемые дальность и надежность связи. Более того, при выборе оптимального расположения станций на местности необходимо строить профиль всей трассы и производить часть вычислений заново при каждом новом местоположении станции.

При этом из-за сложного механизма рассеяния также следует учитывать множество иных факторов: климатических, атмосферных и сезонных. А при организации сети связи необходимо выбрать предпочтительную топологию, учитывая при этом все особенности функционирования тропосферной связи. Поэтому для ускорения произведения расчетов

рационально их автоматизировать с помощью специализированных программ и вычислительной техники.

2. ТРАДИЦИОННОЕ ПРОГРАММИРОВАНИЕ

Наиболее распространенным способом автоматизации расчетов является создание компьютерной программы. Для разработки используется структурированный алгоритм расчета, в соответствии с которым пишется код программы. Таким образом решается формализованная задача: на основе полученных входных данных, применив разработанный алгоритм фиксированной последовательности вычислений, мы получаем ожидаемый результат (рисунок 1).

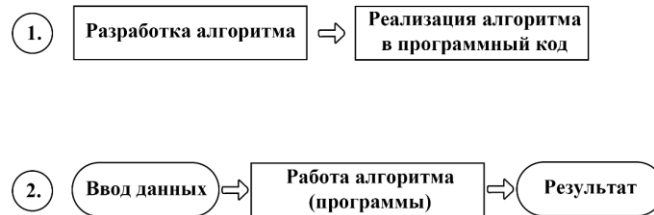


Рис. 1. Создание и работа программы при решении формализованной задачи

В качестве основы алгоритма можно взять, например, порядок расчета значения запаса высокочастотного уровня сигнала δ , при этом требуемая дальность и надежность связи будут обеспечиваться только при условии $\delta \geq 0$ [1].

Выбор среды и языка программирования при этом является важным, но не основополагающим фактором. Основным требованием к среде разработки является возможность реализации заданного структурированного алгоритма.

Реализовать подобную программу возможно, например, в MATLAB (рисунок 2).

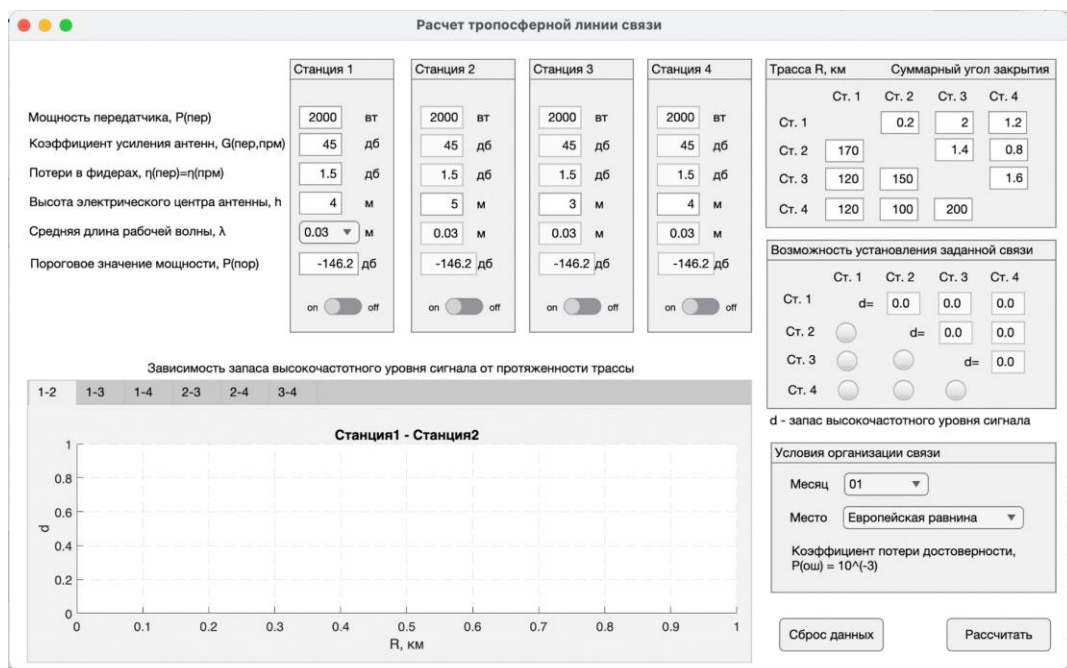


Рис. 2. Программа расчета возможности организации тропосферных линий связи при вводимых данных на основе определения запаса высокочастотного уровня сигнала

В данной программе рассчитывается возможность организации тропосферных линий связи для четырех станций тропосферной связи в рамках полносвязной топологии.

Расчет проводится для счетверного приема и значения коэффициента ошибок $P_{\text{ош}}=10^{-3}$, что соответствует значению надежности связи 95% [1, 2].

В качестве входных данных пользователю требуется указать характеристики применяемых станций и аппаратуры и характеристики трассы радиолинии.

После ввода параметров и нажатия кнопки «Расчитать» в разделе «Возможность установления заданной связи» будут отображены значения запаса высокочастотного уровня сигнала δ и индикаторы, которые имеют цвет, соответствующий возможности организации тропосферной линии связи (рисунок 3).

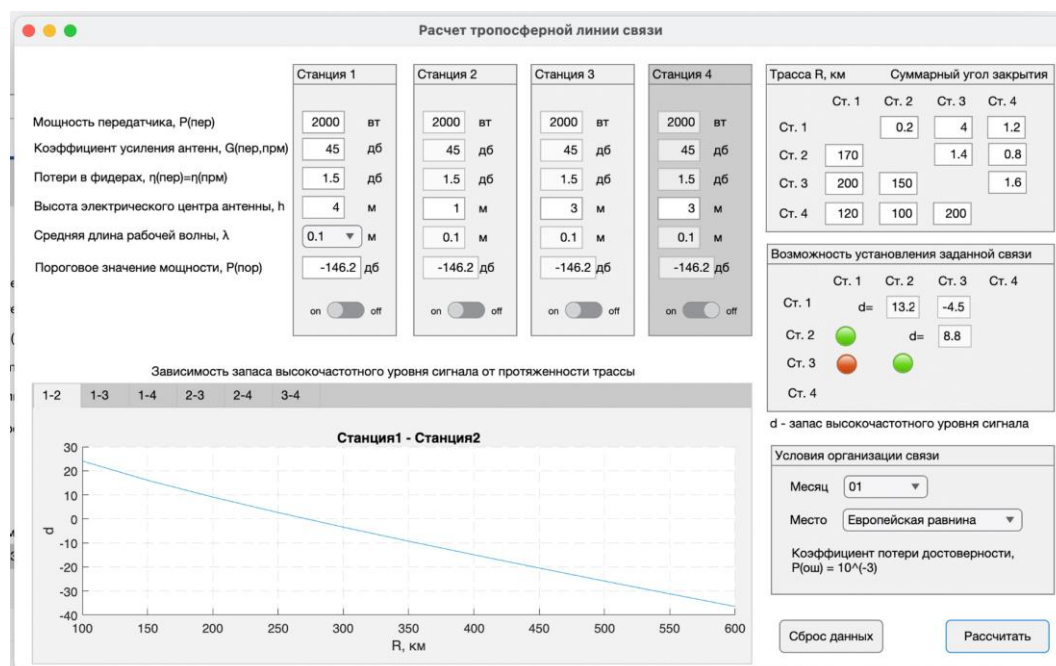


Рис. 3. Результат расчета возможности организации тропосферных линий связи на основе определения запаса высокочастотного уровня сигнала для трех станций

На основе значения запаса высокочастотного уровня сигнала δ можно определить, возможно ли увеличить протяженность трассы без использования ретрансляторов и с соблюдением требований к качеству связи. Чтобы для расчета максимально возможной протяженности трассы не вводить различные значения R и не производить неоднократные вычисления, целесообразно рассчитать график зависимости запаса высокочастотного уровня сигнала от протяженности трассы.

Так в приведенном примере (рисунок 3) расчет для трассы между Станцией 1 и Станцией 2 произведен для протяженности трассы 170 километров, но, согласно графику, максимально возможная протяженность трассы составляет более 250 километров. Аналогичные графики можно увидеть для каждой пары станций на соответствующих вкладках.

Данная программа и подобные ей имеет ряд преимуществ:

- быстрое вычисление требуемых данных без ошибок (при условии отсутствия ошибок в алгоритме и программном коде);
- возможность наглядно, с помощью графиков, оценить рассчитанную трассу и перспективы ее функционирования при изменении входных данных.

При этом возможности традиционного программирования в решении подобных задач достаточно ограничены рамками обычных вычислений и заложенного алгоритмом примитивного анализа. Так, например:

- достаточно сложно спрогнозировать оптимальное размещение станций на местности с учетом рельефа, возможных искусственных препятствий и постоянно меняющихся электрических свойств Земли – это не только потребует значительных вычислительных ресурсов, но и апостериорных знаний;

- для максимально точных расчетов требуется учесть значительный массив данных: справочные материалы, математические модели, полуэмпирические и эмпирические методы оценки. Причем, все эти данные будут различаться в зависимости от условий организации связи: климатических характеристик, географического района, сезона и времени суток, а также наличия, вида, количества препятствий на трассе и иных параметров [1, 2, 3].

В области традиционного программирования разработчик при создании программы должен предусмотреть в своем алгоритме все возможные входные параметры и ситуации, которые могут потенциально возникнуть в ходе работы программы. Однако при большом объеме данных или при отсутствии однозначной структуры реализация подобного алгоритма становится затруднительной или вовсе невозможной. В этом случае решаемая задача будет относиться к неформализованным и не может быть решена структурированными методами [4, 5].

3. ИСКУССТВЕННЫЙ ИНТЕЛЛЕКТ

К неформализованным задачам относят те, решение которых является обобщением многообразных моделей, эмпирических приемов и правил. В качестве технологической основы для решения подобных задач используются системы искусственного интеллекта (ИИ) [5, 6, 9]. При этом сфера ИИ весьма широка и имеет множество разделов, из которых необходимо определить тот, который подходит для решения имеющейся задачи.

Одним из самых популярных разделов ИИ является машинное обучение. Оно позволяет решать самые разнообразные задачи, используя загружаемый большой массив данных и специально обученный алгоритм машинного обучения (рисунок 4).

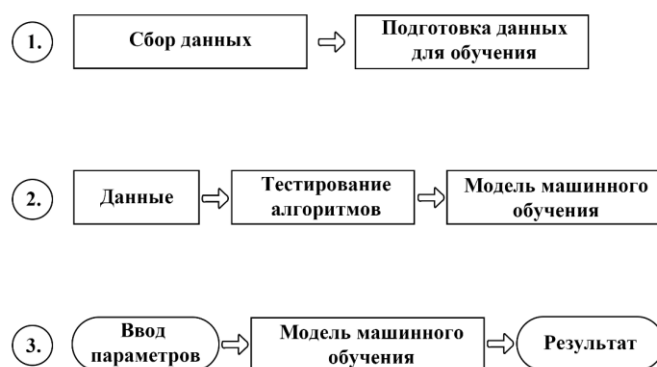


Рис. 4. Создание и работа модели машинного обучения

Само машинное обучение делится на множество видов и подвидов. Выбор способа машинного обучения зависит как от типа решаемой задачи, так и от имеющегося массива данных (датасета) для обучения. Например, при использовании классического обучения с учителем (Supervised Machine Learning) требуются заранее размеченный массив данных, а при обучении без учителя (Unsupervised Machine Learning) алгоритм ищет любые закономерности самостоятельно. А при обучении с подкреплением (Reinforcement Machine Learning) необходима специальная среда, отклик которой будет обеспечивать сигналы подкрепления для модели и тем самым обучать ее [7, 8].

Использование машинного обучения имеет ряд преимуществ:

- возможность использования сложных математических и логических систем, способных давать довольно точные прогнозы;
- возможность создать самообучающуюся систему, которая будет автоматически корректироваться по мере увеличения датасета (накапливать опыт).

Однако в рамках решаемой задачи расчета и оптимизации сети тропосферной связи препятствием для использования машинного обучения может стать отсутствие (или трудность накопления) значительного массива данных, необходимого для обучения модели. Машинное обучение индуктивное, основано на выявлении эмпирических закономерностей в датасете. Поэтому при его недостаточном объеме модель не сможет работать должным образом.

В качестве альтернативы обучению по прецедентам можно рассмотреть дедуктивное обучение, которое относят к экспертным системам. Они представляют собой систему принятия решений, основанную на фактах из базы данных и эвристике (рисунок 5).



Рис. 5. Создание и работа экспертной системы

ЭС применяется для трудоёмких практических задач, а по качеству и эффективности ее решения не уступают решениям эксперта-человека. Сами решения при этом могут быть объяснены пользователю [5, 7, 9].

В рамках решаемой задачи разработка ЭС возможна, поскольку существуют эксперты, способные решить и оценить правильность решения имеющейся задачи, а используемые ими методы возможно вербализовать и объяснить. Проблему соответствия методов ЭС решаемой задаче можно решить методом комбинирования ЭС и традиционного программирования: традиционное программирование будет работать с числами и алгоритмами, а ЭС взаимодействовать с символическими рассуждениями и эвристическими правилами [5, 7].

Существенными препятствиями в использовании ЭС в данном случае могут стать:

- экономическая нецелесообразность затрат на разработку и поддержание работоспособности ЭС;
- несоответствие трудозатрат экспертов и разработчиков объему и важности решаемой задачи.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для автоматизации расчетов сети тропосферное связи можно использовать различные методы, каждый из которых имеет как определенные преимущества, так и недостатки. Поэтому при выборе оптимального способа автоматизации следует учитывать следующие факторы:

- возможность автоматизировать решение поставленной задачи данным методом;

- рациональность затрат различных ресурсов (вычислительных времени, финансовых средств, труда специалистов): нет необходимости собирать большой датасет или базу знаний, создавать и тестировать множество различных алгоритмов для расчетов, которые нужно провести одновременно или силами нескольких специалистов в малые сроки.

Очевидно, что единственно верного способа автоматизации расчетов сети тропосферной связи не существует. Более того, учитывая многообразие отдельных решаемых вопросов в рамках основной задачи, потребуется использовать не один, а сразу несколько методов, комбинируя их.

ЛИТЕРАТУРА

1. Давыденко Ю. И. Дальняя тропосферная связь. Москва – 1968, Военное издательство, 212 с.
2. Под ред. Введенского Б. А. Дальнее тропосферное распространение радиоволн. Москва – 1965, Советское радио, 416 с.
3. Международный союз электросвязи. Справочник. Данные о распространении радиоволн для проектирования наземных линий связи пункта с пунктом. 2009, 122 с.
4. Гаскаров Д. В. Интеллектуальные информационные системы. Москва – 2003, Высшая школа, 431 с.
5. Попов Э. В., Фоминых И. Б., Кисель Э. Б., Шапот М. Д. Статические и динамические экспертные системы. Москва – 1996 Финансы и статистика, 320 с.
6. Остроух, А. В. Введение в искусственный интеллект: монография. Красноярск – 2020, Научно-инновационный центр, 250 с.
7. Shai Shalev-Shwartz and Shai Ben-David Understanding Machine Learning: From Theory to Algorithms – 2014, Cambridge University Press, 449 p.
8. Osvaldo Simeone A Brief Introduction to Machine Learning for Engineers. London – 2018, Department of Informatics King's College London, 231 p.
9. Jackson P. Introduction to Expert Systems. England – 1998, Addison-Wesley Publishing Company, 393 p.

REFERENCES

1. Davydenko Yu. I. Long-range tropospheric communication. Moscow – 1968, Military Publishing House, 212 p.
2. Ed. Vvedensky B. A. Long-range tropospheric propagation of radio waves. Moscow – 1965, Soviet Radio, 416 p.
3. International Telecommunication Union. Guide. Data on the propagation of radio waves for the design of ground lines of communication point to point. 2009, 122 p.
4. Gaskarov D. V. Intelligent information systems. Moscow – 2003, Higher School, 431 p.
5. Popov E. V., Fominykh I. B., Kisel E. B., Shapot M. D. Static and dynamic expert systems. Moscow – 1996 Finance and Statistics, 320 p.
6. Ostroukh, A.V. Introduction to artificial intelligence: monograph. Krasnoyarsk – 2020, Scientific and Innovation Center, 250 p.
7. Shai Shalev-Shwartz and Shai Ben-David Understanding Machine Learning: From Theory to Algorithms – 2014, Cambridge University Press, 449 p.
8. Osvaldo Simeone A Brief Introduction to Machine Learning for Engineers. London – 2018, Department of Informatics King's College London, 231 p.
9. Jackson P. Introduction to Expert Systems. England – 1998, Addison-Wesley Publishing Company, 393 p.

АКТУАЛЬНЫЕ ЗАДАЧИ ПРИ ОРГАНИЗАЦИИ КАНАЛОВ СВЯЗИ В СЕТЯХ СПЕЦИАЛЬНОЙ СВЯЗИ ВООРУЖЕННЫХ СИЛ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ И ПУТИ ИХ РЕШЕНИЯ

Е.В. Анdreков, В.И. Галдин

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Одной из актуальных задач в ходе ведения боевых действий является оперативное восстановление канала связи в случае его браковки оконечной аппаратурой. В работе предложены пути оптимизации выполняемых действий с целью уменьшения времени восстановления канала связи.

Ключевые слова: автоматизированное рабочее место (АРМ); аппаратура передачи данных (АПД); качество канала связи; браковка канала связи.

ACTUAL TASKS IN THE ORGANIZATION OF COMMUNICATION CHANNELS IN SPECIAL COMMUNICATION NETWORKS OF THE ARMED FORCES OF THE RUSSIAN FEDERATION AND WAYS TO SOLVE THEM

E.V. Andrekov, V.I. Galdin

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. One of the urgent tasks in the course of combat operations is the prompt restoration of the communication channel in case of its rejection by the terminal equipment. The paper suggests ways to optimize the actions performed in order to reduce the recovery time of the communication channel.

Keywords: workstation; data terminal equipment (DTE); channel quality; rejection of the communication channel.

1. ВВЕДЕНИЕ

С целью повышения эффективности работы должностных лиц в Вооруженных силах Российской Федерации как на стационарных, так и на мобильных объектах, широко осуществляется внедрение комплексов автоматизации и управления связью.

В сетях специальной связи управление организацией каналов связи выполняется с автоматизированного рабочего места (АРМ) дежурного по связи (ДС). Основные потребители - различная аппаратура передачи данных, телефоны ЗАС - могут быть скоммутированы на каналы волоконнооптической, проводной, радио или спутниковой связи. Указанные рода связи обычно дублируют друг друга, в зависимости от боевой задачи им назначается разный приоритет при использовании.

Одной из актуальных задач в ходе ведения боевых действий является оперативное восстановление канала связи в случае его браковки оконечной аппаратурой. В настоящее время восстановление канала выполняется, в основном, посредством перехода на другие радиоданные или смены рода связи. Однако далеко не всегда получение команды браковки от аппаратуры передачи данных говорит о неисправности организованного радио или спутникового канала связи.

Помимо основных причин, связанных с высоким уровнем помех, предельной дальностью, ослаблением сигнала из-за естественных (рельеф местности) и искусственных преград, лесистой местности, имеется ряд причин, связанных с настроечными параметрами и техническим состоянием оборудования:

- неправильно установленная мощность передатчика. перестройка на новую частоту не приведёт к положительному результату, если установлена недостаточная мощность передатчика;

- несоответствие уровней низкочастотного сигнала между оконечной и коммутационной аппаратурой, коммутационной и каналообразующей аппаратурой. При этом могут возникнуть ошибки в информации ещё до поступления её в каналообразующую аппаратуру на передачу или в оконечную на приём;

- несоответствие уровней низкочастотного сигнала между разными оконечными аппаратами на одном объекте может привести к нежелательным наводкам в рядом расположенных кабелях;

- несоответствие настроечных параметров оконечных аппаратур на взаимодействующих объектах (текущее время, параметры шифрования и др.) приведёт к отсутствию информационного обмена в хорошем канале связи;

- неисправность, которая не может быть обнаружена встроенными средствами самодиагностики оборудования;

- проблемы несоблюдения внутриобъектовой электромагнитной совместимости (ЭМС). Излучения объекта размещения «забивают» собственный приём.

Игнорирование вышеуказанных причин приводит к увеличению времени восстановления канала связи из-за выполнения неоптимальных действий.

2. Пути решения

Для получения возможности автоматического обнаружения причин отсутствия связи в АРМ ДС целесообразно довести расширенную информацию о состоянии оборудования и каналов связи, путем реализации в каналообразующем и оконечном оборудовании дополнительных функций:

- 1) Определение уровня низкочастотного (НЧ) и высокочастотного (ВЧ) сигнала на входе каналообразующего и НЧ сигнала на входе оконечного оборудования, контроль наличия сигнала на передаче;

- 2) Определение качества канала связи: вероятности ошибки и отношения сигнал/шум в канале связи как на прием, так и на передачу;

- 3) Ведение статистики по качеству канала связи от момента включения излучения передатчика до выключения излучения и определение необходимости браковки (для выявления ложных браковок канала связи, когда причиной неисправности канала является неисправность оконечного, коммутационного и/или каналообразующего оборудования на своем или взаимодействующем узле связи и возможности устранения ошибок увеличением мощности). Данная информация должна решить проблему ложных браковок (браковка должна быть «умной» - является ли браковка реальной - т.е. неисправен именно канал связи или его низкое качество, а не оконечное оборудование или средства коммутации);

- 4) Контроль наличия и значения питающего напряжения, состояния антенн;

- 5) Задание уровней сигнала в каналообразующем и оконечном оборудовании;

- 6) Установка шлейфов как ближних, так и дальних (на своем узле связи и на взаимодействующем);

- 7) Автоматическое изменение мощности передатчика;

- 8) Браковка канала связи, с заданным качеством канала связи;

- 9) Точное время, географические координаты своего и взаимодействующих узлов связи (для наведения антенн);

- 10) В каналообразующей аппаратуре необходимо наличие возможности оповещения абонента на другом конце канала связи по команде от АРМ ДС в случаях, когда АРМ ДС выполняет переключение оконечного оборудования при выходе его из строя или

выполняет другие действия с каналом связи, в результате которых связь временно прерывается;

11) При организации канала связи необходима расширенная информация о причинах неудачной организации канала связи (невозможность организации из-за неисправности оборудования, плохого качества канала связи, отказа встречного узла от организации канала связи и причину отказа);

12) При организации каналов связи необходимо наличие информации об окончательном оборудовании на другом конце – исправно/неисправно, совпадают ли скорости передачи и другие параметры, выполнена ли коммутация. Необходима информация о том, какие параметры заданы в аппаратуре коммутации на другом конце (совпадают ли с собственными – скорость передачи, режимы работы);

13) При запросе связи (входящий вызов от встречного узла) необходима информация о приоритете вызывающего абонента и окончательного оборудования (например, телефонные аппараты должностных лиц разного ранга) и с какой целью выполняется организация канала связи – для переключения на другой канал связи, организация дублирующего канала связи и другое;

14) При разрушении канала связи не по собственной инициативе, необходима дополнительная информация - кто является инициатором разрушения (встречный узел связи, система связи, неисправность и др.), с какой целью выполняется разрушение канала связи – для переключения на другой канал связи, разрушение канала в связи с завершением сеанса связи, перестройка сети и другое.

Информация о целях создания/разрушения каналов связи необходима для согласованного синхронного перехода на канал связи на взаимодействующих узлах связи, так как не во всей каналобразующей аппаратуре имеется служебный канал связи (что требует участия оператора с обеих сторон для выполнения переключения на другой канал связи при отсутствии такой информации).

Анализ дополнительной информации о состоянии канала связи может выполняться с использованием экспертных систем и/или с использованием обучаемых систем на основе нейронных сетей для дальнейшего выполнения действий в автоматическом или автоматизированном режиме.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе предложен перечень дополнительной информации и дополнительных возможностей каналобразующего и окончательного оборудования, на основе которого в АРМ ДС появится возможность принимать более взвешенное решение о выполнении браковки каналов связи или помогать оператору, выдавая подсказку для принятия решения, в результате сокращая время восстановления связи.

АНАЛИЗ ВЕРОЯТНОСТИ ПРЕРЫВАНИЯ БЕЗОПАСНОГО СЕАНСА СВЯЗИ БЕСПРОВОДНОЙ СИСТЕМЫ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОСТИ И НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

А. С. Гвоздарёв, К. С. Артёмов

ФГБОУ ВО Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова (ЯрГУ),
Ярославль, Россия

Аннотация. В работе рассмотрена задача анализа обеспечения безопасности на физическом уровне беспроводной системы связи, функционирующей в условиях многолучевого распространения сигналов с замираниями и затенением, а также наличия пассивного канала утечки информации. Получено вероятностное описание модели канала связи, представляющей собой α -модификацию классической модели Beaulieu-Xie с затенением, учитывающей возможные нелинейные эффекты, возникающие при распространении сигнала. Для полученной модели исследовано поведение безопасности связи (описываемое в терминах вероятности прерывания безопасного сеанса связи) в зависимости от параметров канала и среднего отношения сигнал/шум на входе приёмника для основного канала. Проведенный анализ результатов позволил оценить величину влияния отдельных параметров.

Ключевые слова: безопасность; физический уровень; вероятность прерывания; замирания; канал; нелинейные искажения.

PHYSICAL LAYER SECURITY OUTAGE PROBABILITY ANALYSIS FOR WIRELESS COMMUNICATIONS UNDER MULTIPATH AND NONLINEAR DISTORTIONS

A. S. Gvozdarev, K. S. Artemov

P.G. Demidov Yaroslavl State University, Yaroslavl, Russia

Abstract. The paper considers the problem of the physical layer security analysis of the wireless communication system, functioning in the presence of multipath signal propagation with fading and shadowing, as well as the presence of a passive wiretap channel. A probabilistic description of the communication channel model, which is an α -modification of the classical Beaulieu-Xie shadowed model, taking into account the possible nonlinear effects arising during signal propagation, is derived. The resultant model was used to study the dependence of the communication link security (described in terms of the secrecy outage probability) on the channel parameters and the average signal to noise ratio at the receiver input for the main channel. The analysis of the obtained results allowed to estimate the magnitude of the influence of individual parameters.

Keywords: security; physical layer; outage probability; fading; channel; nonlinear effects.

1. ВВЕДЕНИЕ

Развитие современных сетей передачи данных неминуемо приводит к увеличению числа коммуницирующих устройств (IoT, M2M, D2D [1], V2X-коммуникации [2-3] и т.д.). При этом резко возрастает количество транзакций, связанных с передачей чувствительной (не обязательно секретной) для отдельных абонентов персональной информацией (медицинского, финансового характера, поисковые запросы и др.) [4-5]. Как следствие повышается необходимость обеспечения безопасности подобного рода

транзакций. Классически подобного рода задачи решались с использованием аппарата криптографического шифрования. Однако современные тенденции направлены на упрощение взаимодействующих агентов (классический пример – сенсорные сети), что в свою очередь приводит к снижению их вычислительной способности и невозможности обеспечения требуемого уровня шифрования. Альтернативным подходом, активно развивающимся в последнее время, выступает обеспечение безопасности на физическом уровне [6-7]; он во многом призван не заменить, а дополнить и, как следствие, усилить криптографические алгоритмы. В основе подобного подхода лежит классическая модель связи абонентов в присутствии пассивного канала утечки информации [8-9]. При этом предполагается, что такая система функционирует в условиях многолучевого распространения сигнала с замираниями. Определяя степень безопасности в соответствии с одной из выбранных метрик [10], возможно оптимизировать стратегию взаимодействия передатчика с законным приёмником, минимизирующую потери информации в канале «прослушки». При этом как сама оптимальная стратегия, так и результирующее качество функционирования системы связи будут полностью определяться вероятностной моделью канала [8]. Очевидно, что в таких условиях, чем точнее модель распространения будет соответствовать реальным измерениям (т.е. учитывать такие эффекты, как многолучевое распространение, затухание, замирания и затенение), тем адекватнее будет анализ и прогноз степени обеспечиваемой безопасности сеанса связи. При этом современная тенденция, существующая в научно-технической литературе, направлена на использование всё более общих моделей каналов [11-12], позволяющих учесть большее количество факторов, влияющих на качество связи. Наиболее востребованным на данный момент выбором является модель Beaulieu-Xie с затенением [13-17]. Однако, она не учитывает возможных эффектов, связанных с нелинейным искажением сигнала в канале [18].

Как следствие, целью исследования являлось аналитическое построение модификации модели канала Beaulieu-Xie с затенением, учитывающей нелинейные искажения, и анализ поведения безопасности на физическом уровне (в терминах вероятности прерывания безопасного сеанса связи) системы беспроводной передачи данных.

2. ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ РАССМАТРИВАЕМОЙ МОДЕЛИ

а. Общее описание системы с пассивным каналом утечки информации

В рамках работы рассматривается классическая модель Вайнера [8] (см. рисунок 1) для системы связи, в которой источник («Алиса») передаёт сообщение x по беспроводному широкополосному каналу законному приёмнику («Боб») в присутствии пассивного канала утечки информации с прослушивающим устройством («Ева»). Тогда сигналы, принимаемые как законным (обозначенный индексом «D»), так и незаконным (обозначенный индексом «E») приёмниками в момент времени i , будут представлять собой линейную комбинацию переданного сообщения $x(i)$, случайных комплексных коэффициентов передачи соответствующих каналов $h_D(i)$, $h_E(i)$ и реализаций аддитивного центрированного комплексного белого Гауссовского шума с мощностями σ_D^2 , σ_E^2 , моделирующего тепловые шумы приёмных устройств [9]:

$$\begin{cases} y_D(i) = h_D(i)x(i) + n_D(i) \approx h_D x(i) + n_D(i), \\ y_E(i) = h_E(i)x(i) + n_E(i) \approx h_E x(i) + n_E(i). \end{cases} \quad (1)$$

где второе (приближённое) равенство вытекает из предположения медленности изменения канала связи.

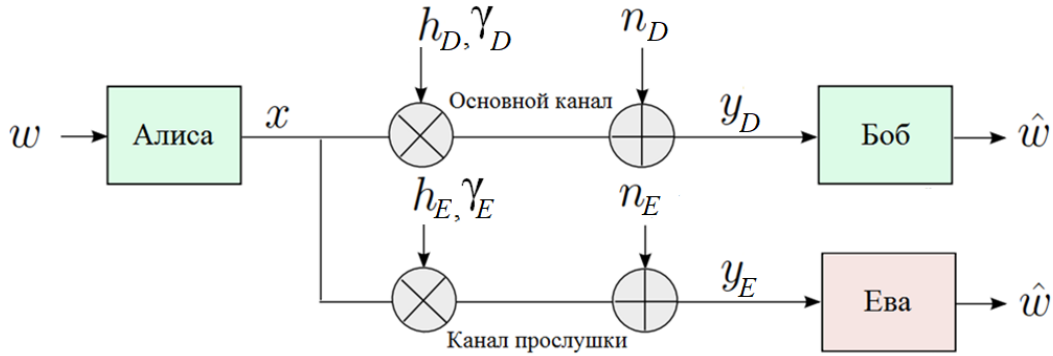


Рис. 1. Модель канала Вайнера с пассивной «прослушкой».

Для модели, определяемой выражением (1), мгновенное γ_i и среднее $\bar{\gamma}_i$ отношение сигнал/шум (ОСШ) (здесь и далее по тексту $i = \{1; 2\}$, $\bar{\gamma}_i = \begin{cases} \bar{\gamma}_D, & i=1, \\ \bar{\gamma}_E, & i=2 \end{cases}$), в силу предполагаемой квазистационарности $h_D(i)$, $h_E(i)$ на интервале, равном длительности передаваемого кодового слова, для основного канала и канала утечки информации определяются следующим образом:

$$\gamma_D = \frac{P|h_D|^2}{\sigma_D^2}, \quad \gamma_E = \frac{P|h_E|^2}{\sigma_E^2}, \quad \bar{\gamma}_D = \frac{PE\{|h_D|^2\}}{\sigma_D^2}, \quad \bar{\gamma}_E = \frac{PE\{|h_E|^2\}}{\sigma_E^2}. \quad (2)$$

Из выражения (2) очевидно, что качество функционирования такой системы связи будет существенно зависеть от выбранных статистических моделей каналов передачи.

б. Используемая метрика безопасности связи

На данный момент для описания безопасности процесса передачи информации существует достаточно широкий класс метрик [10], среди которых базовой является вероятность прерывания безопасного сеанса связи (БСС) P_{out} , определяемая как вероятность того, что при определённых условиях величина мгновенного ОСШ в основном канале опустится ниже некоторого порогового значения, определяющего требуемый уровень безопасности. Классически также принято определять P_{out} не в терминах ОСШ, а через пропускную способность [9], т.е.

$$P_{out}(C_{th}) = P(C < C_{th}) = P(\gamma_D < (1 + \gamma_E)2^{C_{th}} - 1) = \int_0^{\infty} \int_0^{(1+\gamma_E)2^{C_{th}} - 1} f_{\gamma_D, \gamma_E}(z_1, z_2) dz_1 dz_2, \quad (3)$$

где C_{th} – пороговая пропускная способность, превышение которой свидетельствует о наличии эффекта обрыва БСС, а $f_{\gamma_D, \gamma_E}(z_1, z_2)$ – совместная плотность распределения вероятности мгновенных отношений сигнал/шум в основном канале и канале утечки информации. Соответственно, P_{out} полностью определяется рассматриваемой вероятностной моделью ОСШ.

Как было отмечено ранее, целью работы являлось исследование поведения вероятности прерывания БСС в условиях модели α -VXs, которая в свою очередь представляет собой α -модификацию [18] классической модели Beaulieu-Xie с затенением (VXs модель) [13]. Соответственно, для построения статистического описания α -модификации, сначала рассмотрим базовую VXs модель.

в. Статистическое описание базовой ВХs-модели канала

Впервые предложенная в [13], ВХs представляет собой четырёхпараметрическую статистическую модель беспроводного канала замираниями и затенением, в рамках которой мгновенное ОСШ описывается следующим выражением [19]:

$$f_{\gamma_i}^{\text{BX}}(z_i) = \frac{e^{-\frac{m_X(\Omega_X + \Omega_Y)}{\bar{\gamma}_i \Omega_X} z_i}}{\Gamma(m_X) \sqrt{z_i \bar{\gamma}_i}} \left(\frac{m_X}{\Omega_X} \right)^{m_X} \left(\frac{z_i(\Omega_X + \Omega_Y)}{\bar{\gamma}_i} \right)^{m_X - \frac{1}{2}} \times \\ \times \left(\frac{m_Y \Omega_X}{m_Y \Omega_X + m_X \Omega_Y} \right)^{m_Y} {}_1F_1 \left(m_Y; m_X; \frac{m_X^2 (\Omega_X + \Omega_Y) \Omega_Y}{\bar{\gamma}_i \Omega_X (m_Y \Omega_X + m_X \Omega_Y)} z_i \right), \quad (4)$$

где, как и ранее, $i = \{1; 2\}$, $\bar{\gamma}_i = \begin{cases} \bar{\gamma}_D, & i = 1, \\ \bar{\gamma}_E, & i = 2, \end{cases}$ ${}_1F_1$ представляет собой вырожденную гипергеометрическую функцию [20] и Γ – гамма-функция Эйлера [20]. При этом параметры m_X и m_Y описывают степень затенения общую и доминантных компонент соответственно, а Ω_X, Ω_Y отвечают за среднюю мощность рассеянных и доминантных компонент.

В дальнейшем будем предполагать, что как основной канал, так и канал утечки информации описываются одинаковыми моделями (т.е. одинаковыми параметрами $m_X, m_Y, \Omega_X, \Omega_Y$), что с практической точки зрения соответствует ситуации, когда подслушивающее устройство, скрытно осуществляя перехват информации, находится в непосредственной близости от законного приёмника.

3. СТАТИСТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ А-ВХ-МОДЕЛИ КАНАЛА

Для построения α -модификации классической модели Beaulieu-Xie с затенением будем исходить из того, что плотность вероятности огибающей $f_{\tilde{r}}^{\text{BXs}}(\tilde{r})$ определяется выражением (7) из [13]. Учитывая, что с квадрат огибающей \tilde{r}^2 связан с мгновенным ОСШ γ , пронормируем его на его среднее значение $E\{\tilde{R}^2\}$. Используя выражение (12) из [13], можно показать, что $E\{\tilde{R}^2\} = \Omega_X + \Omega_Y$. Тогда выражение для плотности вероятности нормированной огибающей r (со среднеквадратичным значением $E\{R^2\}$) будет определяться как

$$f_R^{\text{BXs}}(r) = \sqrt{\frac{\Omega_X + \Omega_Y}{\tilde{r}}} f_{\tilde{r}}^{\text{BXs}} \left(r \sqrt{\frac{\Omega_X + \Omega_Y}{\tilde{r}}} \right). \quad (5)$$

Перейдём от нормированной огибающей R к её α -степени (R^α) и произведём нормировку полученного выражения на средний квадрат R^α ($E\{(R^\alpha)^2\}$), определяемый из равенства

$$\left(\frac{E\{\tilde{R}^2\}}{E\{R^2\}} \right) = C_\alpha^{-1} \left(E\{(R^\alpha)^2\} \right)^{-\frac{\alpha}{2}} \left(\frac{\Omega_X}{m_X} \right), \quad (6)$$

где множитель C_α определяется как

$$C_\alpha = \left[\frac{\Gamma(m_X)}{\Gamma\left(m_X + \frac{2}{\alpha}\right) {}_2F_1\left(m_Y, -\frac{2}{\alpha}; m_X; -\frac{m_X \Omega_Y}{m_Y \Omega_X}\right)} \right]^{\frac{\alpha}{2}}, \quad (7)$$

а ${}_2F_1$ представляет собой гипергеометрическую функцию Гаусса [20]. Тогда выражение для плотности распределения вероятности мгновенного ОСШ может быть получено, исходя из выражения для распределения вероятности α -степени огибающей следующим образом:

$$f_\gamma^{\alpha\text{BXs}}(\gamma) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{E\{(R^\alpha)^2\}}{\gamma \bar{\gamma}}} f_{R^\alpha}^{\alpha\text{BXs}} \left(\sqrt{\frac{E\{(R^\alpha)^2\}}{\bar{\gamma}}} \gamma \right) \quad (8)$$

Итоговое выражение $f_\gamma^{\alpha\text{BXs}}(\gamma)$ для величины мгновенного ОСШ α -модификации Beaulieu-Xie модели с затенением будет выглядеть следующим образом:

$$f_\gamma^{\alpha\text{BXs}}(z) = \frac{\alpha \left(\frac{m_Y \Omega_X}{m_Y \Omega_X + m_X \Omega_Y} \right)^{m_Y}}{2 \bar{\gamma} C_\alpha^{m_X} \Gamma(m_X)} \left(\frac{z}{\bar{\gamma}} \right)^{\frac{\alpha m_X}{2} - 1} e^{-C_\alpha^{-1} \left(\frac{z}{\bar{\gamma}} \right)^{\frac{\alpha}{2}}} {}_1F_1 \left(m_Y; m_X; C_\alpha^{-1} \left(\frac{m_X \Omega_Y}{m_Y \Omega_X + m_X \Omega_Y} \right) \left(\frac{z}{\bar{\gamma}} \right)^{\frac{\alpha}{2}} \right). \quad (9)$$

4. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ

Для проверки корректности полученных результатов и анализа поведения вероятности прерывания БСС было проведено численное моделирование в системе Wolfram Mathematica. Величина $P_{out}(C_{th})$ для заданного фиксированного нормированного порогового значения пропускной способности C_{th} (с нормировкой на величину пропускной способности гладкого Гауссовского канала без замираний) рассчитывалась с использованием выражения (3). При этом считалось, что замирания и затенения в обоих каналах связи (основном и «прослушки») статистически независимы, т.е. совместная плотность вероятности $f_{\gamma_D, \gamma_E}(z_1, z_2)$ может быть факторизована в виде произведения одномерных распределений $f_{\gamma_D}(z_1) f_{\gamma_E}(z_2)$, для каждого из которых использовалась полученная вероятностная модель (9). Стоит отметить, что величины мгновенных ОСШ в каналах обратно пропорциональны расстояниям до законного приёмника d_D и прослушивающего устройства d_E , т.е. $\bar{\gamma}_D \propto 1/d_D^\delta$, $\bar{\gamma}_E \propto 1/d_E^\delta$ [9], где δ – показатель ослабления в среде. Учитывая, что в рамках рассматриваемого приближения коэффициент пропорциональности одинаковый, можно установить следующее соотношение $\bar{\gamma}_D / \bar{\gamma}_E = (d_E / d_D)^\delta$, которое в дальнейшем будет использоваться для исключения зависимости от $\bar{\gamma}_E$. При этом показатель ослабления выбирался таким образом, чтобы соответствовать наиболее часто встречающимся моделям каналов [21]: 1.75 – распространение внутри помещений при наличии прямой видимости, 2 – распространение в свободном пространстве (классическая модель), 2.7 – распространение в городских условиях при наличии прямой видимости, 4 – распространение в городских условиях при наличии затенений, 5 – распространение внутри помещений при отсутствии прямой видимости. Исходные параметры

статистической модели ($m_x = 0.65$, $m_y = 1.95$, $\Omega_x = -2$ дБ, $\Omega_y = 0$ дБ) соответствовали экспериментальным данным, представленным в [13].

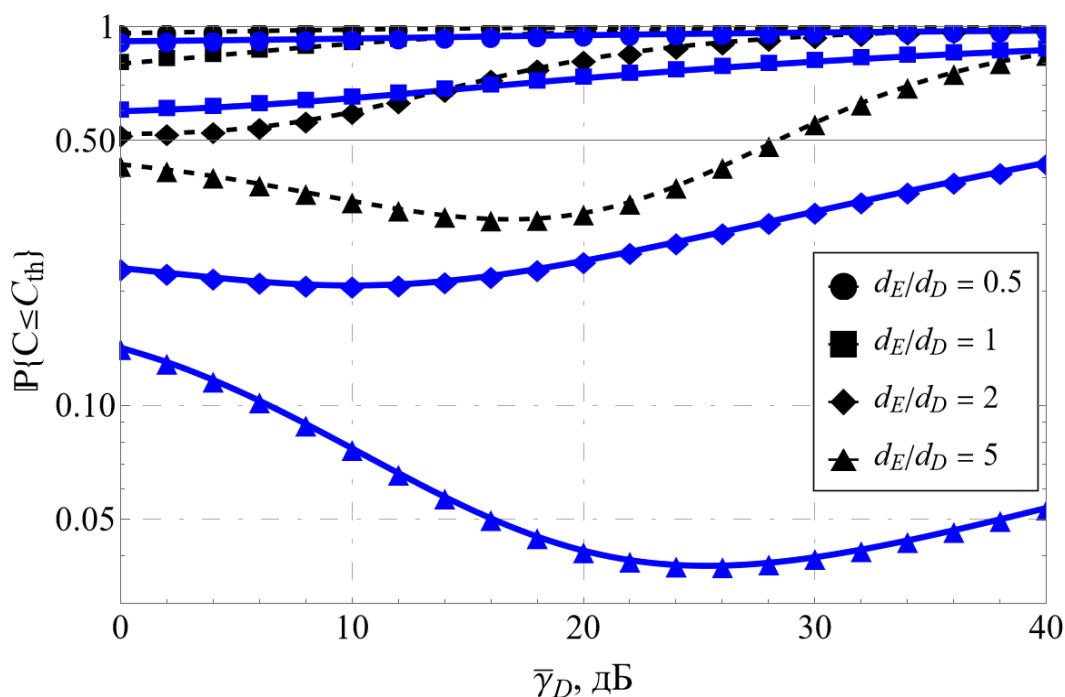


Рис. 2. Вероятность прерывания БСС, как функция \bar{y}_D при $\delta = 3$, $\alpha = 2.5$, $m_x = 0.65$, $m_y = 1.95$, $\Omega_x = -2$ дБ, $\Omega_y = 0$ дБ; черные кривые – $C_{th} = 0.7$, синие – $C_{th} = 0.2$

На рисунке 2 представлены зависимости вероятности прерывания БСС в зависимости от среднего ОСШ в основном канале и для различных отношений расстояний источник–приёмник и источник–прослушивающее устройство. Результаты представлены для двух величин нормированной пороговой пропускной способности 0.2 и 0.7. Из полученных результатов видно, что, как и ожидалось, увеличение требований к C_{th} , также как и уменьшение расстояния до «прослушки» (при фиксированном расстоянии до законного приёмника) приводит к увеличению вероятности прерывания БСС. Можно отметить, что фактор относительного расстояния вносит более весомый вклад по сравнению с C_{th} . Однако для рассматриваемых значений параметров было неожиданно обнаружено наличие экстремума (минимума) P_{out} по величине \bar{y}_D . Причём аргумент этого экстремума существенным образом зависит как от C_{th} , так и от d_E/d_D . Этот факт позволяет говорить о возможности оптимизации стратегии функционирования системы связи для достижения минимальной P_{out} .

В силу особенности используемой статистической модели распространения, особенный интерес представляет зависимость P_{out} от параметра α , учитывающего нелинейные эффекты распространения сигнала. Результаты моделирования для этого случая представлены на рисунке 3 в логарифмическом масштабе по вертикальной оси.

По результатам анализа можно сделать ряд замечаний относительно поведения вероятности прерывания БСС условиях α -VXs канала:

- увеличение степени нелинейности преобразования сигнала в канале связи приводит к экспоненциальному росту степени безопасности сеанса связи в терминах вероятности его прерывания;

- уменьшение показателя ослабления сигнала при распространении приводит к снижению степени безопасности сеанса связи.

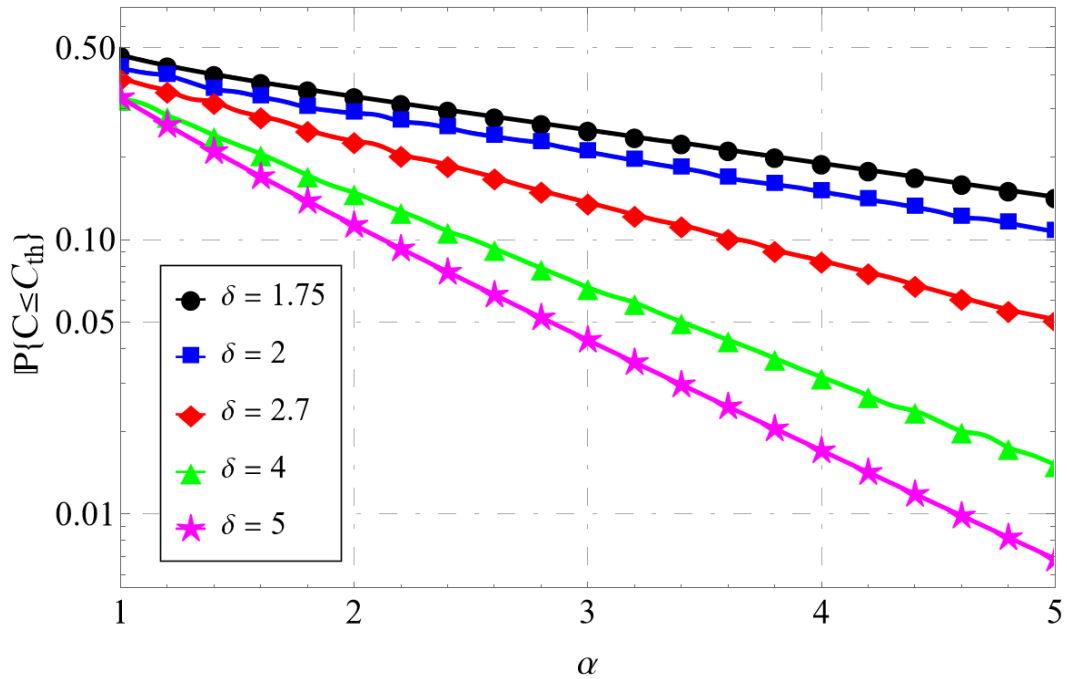


Рис. 3. Вероятность прерывания безопасного сеанса связи, как функция α при $\bar{\gamma}_D = 10$ дБ, $m_X = 0.65$, $m_Y = 1.95$, $\Omega_X = -2$ дБ, $\Omega_Y = 0$ дБ, $d_E / d_D = 2$, $C_{th} = 0.1$.

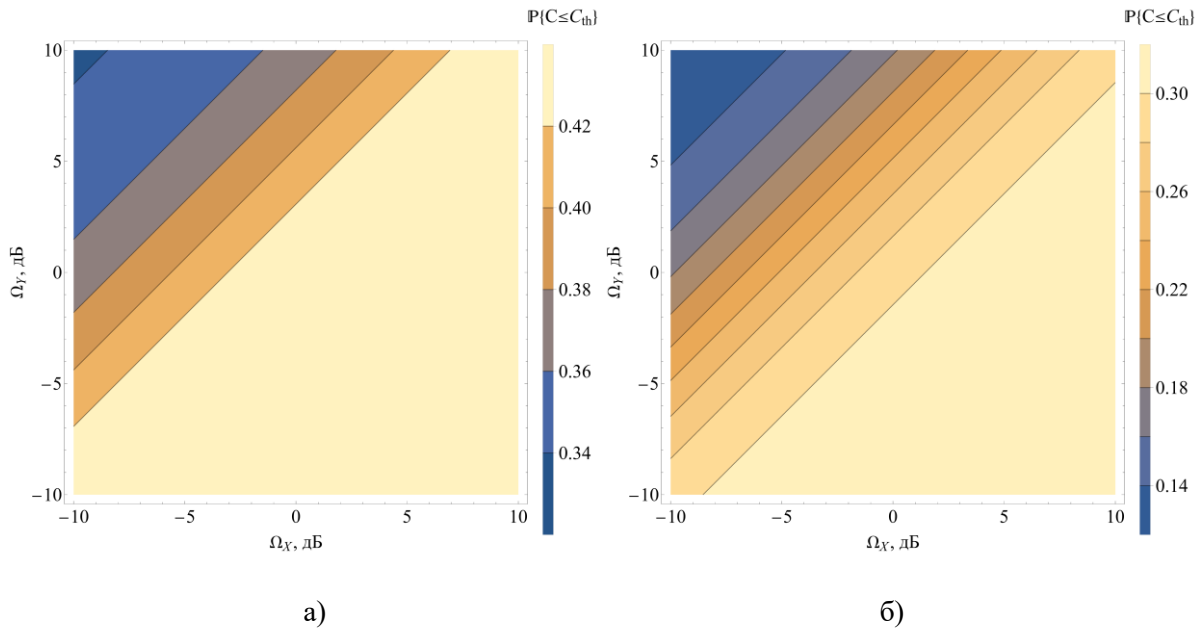


Рис. 4. Карта уровней вероятности прерывания БСС как функцию Ω_X , Ω_Y при $\bar{\gamma}_D = 3$ дБ, $\alpha = 2.5$, $C_{th} = 0.3$, $m_X = 0.65$, $m_Y = 1.95$ и а) $\delta = 1.5$ б) $\delta = 3$.

Данные эффекты могут быть объяснены наличием в рамках рассматриваемой модели существенных доминантных компонент прямой видимости ($\Omega_X = -2$ дБ и $\Omega_Y = 0$ дБ), которые и ответственны за значительную величину «утечки» информации по каналу «прослушки». Как следствие, их ослабление должно приводить к понижению P_{out} , что и наблюдается на рисунке 3.

На рисунках 4 а)-б) представлены карты уровней, определяющих величину вероятности прерывания БСС как функцию Ω_x, Ω_y . Результаты приведены для $\bar{\gamma}_D = 3$ дБ, $\alpha = 2.5$, $C_{th} = 0.3$, $m_x = 0.65$, $m_y = 1.95$ и двух значений показателей ослабления $\delta = 1.5$ для рисунка 4 а) (что соответствует модели распространения внутри помещений при наличии прямой видимости) и $\delta = 3$ для рисунка 4 б) (что соответствует модели распространения в городских условиях при наличии прямой видимости). Для удобства представления обе оси выражены в децибелах. Анализ полученных результатов демонстрирует наличие линейной зависимости уровней постоянной вероятности прерывания БСС как функции $\Omega_y = f(\Omega_x)$. При этом, не смотря на общую схожесть характера зависимости для рисунков 4 а)-б), абсолютные значения оказываются существенно различными: увеличение δ приводит к снижению P_{out} , что полностью согласуется с результатами, представленными на рисунке 3.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрена задача обеспечения безопасности функционирования системы беспроводной передачи сообщений. Получено статистическое описание α -модификации модели канала Beaulieu-Xie с затенением, а также произведен анализ поведения вероятности прерывания беспроводного сеанса связи в зависимости от параметров системы и каналов.

Представленное исследование может представлять особый интерес для радиоинженеров, работающих в области синтеза алгоритмов и устройств беспроводной связи нового поколения, учитывающих требования обеспечения безопасности сеанса связи.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-29-01458 (<https://rscf.ru/project/22-29-01458/>).

ЛИТЕРАТУРА

1. Kalyani V.L., Sharma D. IoT: machine to machine (M2M), device to device (D2D) internet of everything (IoE) and human to human (H2H): future of communication // Journal of Management Engineering and Information Technology (JMEIT), 2015, Vol. 2, No. 6, Pp. 17-23.
2. Shrestha R. et al. Evolution of V2X communication and integration of blockchain for security enhancements // Electronics, 2020, Vol. 9, No. 9, P. 1338.
3. Hasan M. et al. Securing vehicle-to-everything (V2X) communication platforms // IEEE Transactions on Intelligent Vehicles, 2020, Vol. 5, No. 4, Pp. 693-713. Doi: 10.1109/TIV.2020.2987430.
4. Qian Y., Ye F., Chen H.-H. Security in V2X communications // Security in Wireless Communication Networks, IEEE, 2022, Pp. 311-331. Doi: 10.1002/9781119244400.ch15.
5. Hamamreh J.M., Furqan H.M., Arslan H. Classifications and applications of physical layer security techniques for confidentiality: a comprehensive survey // IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2018, Vol. 21, No. 2, Pp. 1773-1828. Doi: 10.1109/COMST.2018.2878035.
6. Sánchez J.D.V. et al. Survey on physical layer security for 5G wireless networks // Annals of Telecommunications, 2021, Vol. 76, No. 3, Pp. 155-174.

7. Wu Y. et al. A survey of physical layer security techniques for 5G wireless networks and challenges ahead // *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2018, Vol. 36, No. 4, Pp. 679-695. Doi: 10.1109/JSAC.2018.2825560.
8. Wyner A.D. The wire-tap channel // *Bell system technical journal*, 1975, Vol. 54, No. 8, Pp. 1355-1387. Doi: 10.1002/j.1538-7305.1975.tb02040.x.
9. Barros J., Rodrigues M.R.D. Secrecy capacity of wireless channels // 2006 IEEE international symposium on information theory. IEEE, 2006, Pp. 356-360. Doi: 10.1109/ISIT.2006.261613.
10. Hyadi A., Rezki Z., Alouini M.S. An overview of physical layer security in wireless communication systems with CSIT uncertainty // *IEEE Access*, 2016, Vol. 4, Pp. 6121-6132. Doi: 10.1109/ACCESS.2016.2612585.
11. Khatib M. *Advanced Trends in Wireless Communications*. In-Tech, 2011. 520 P..
12. Shankar P. M. *Fading and shadowing in wireless systems*. Springer, 2017.
13. Olutayo A., Cheng J., Holzman J.F. A new statistical channel model for emerging wireless communication systems // *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2020, Vol. 1, Pp. 916-926. Doi: 10.1109/ojcoms.2020.3008161.
14. Silva H. S. et al. Capacity analysis of shadowed Beaulieu-Xie fading channels // *Digital Signal Processing*, 2022, Vol. 122, Pp. 103367.
15. Silva H. S. et al. Beaulieu-Xie phase-envelope joint and bivariate distributions // *IEEE Communications Letters*, 2021, Vol. 25, №. 5, Pp. 1453-1457.
16. Gvozdarev A. S., Artemova T. K. On the Physical Layer Security Peculiarities of Wireless Communications in the Presence of the Beaulieu-Xie Shadowed Fading // *Mathematics*, 2022, Vol. 10, №. 20, Pp. 3724.
17. Gvozdarev A. S. et al. Reconfigurable intelligent surfaces' impact on the physical layer security of the Beaulieu-Xie shadowed fading channel // 2022 International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC). IEEE, 2022. Pp. 1-5.
18. Yacoub M. D. The α - μ Distribution: A Physical Fading Model for the Stacy Distribution // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2007, Vol. 56, №. 1, Pp. 27-34.
19. Gvozdarev A.S. A novel unified framework for energy-based spectrum sensing analysis in the presence of fading // *Sensors*, 2022, Vol. 22, Vo. 5, Vp. 1742. Doi: 10.3390/s22051742.
20. Olver F.W.J. et al. NIST digital library of mathematical functions, release 1.0.22. 2019. URL: <http://dlmf.nist.gov/> (дата обращения: 1.07.2022).
21. Cho Y. S. et al. *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. John Wiley & Sons, 2010.

REFERENCES

1. Kalyani V.L., Sharma D. IoT: machine to machine (M2M), device to device (D2D) internet of everything (IoE) and human to human (H2H): future of communication // *Journal of Management Engineering and Information Technology (JMEIT)*, 2015, Vol. 2, No. 6, Pp. 17-23.
2. Shrestha R. et al. Evolution of V2X communication and integration of blockchain for security enhancements // *Electronics*, 2020, Vol. 9, No. 9, P. 1338.
3. Hasan M. et al. Securing vehicle-to-everything (V2X) communication platforms // *IEEE Transactions on Intelligent Vehicles*, 2020, Vol. 5, No. 4, Pp. 693-713. Doi: 10.1109/TIV.2020.2987430.
4. Qian Y., Ye F., Chen H.-H. Security in V2X communications // *Security in Wireless Communication Networks*, IEEE, 2022, Pp. 311-331. Doi: 10.1002/9781119244400.ch15.
5. Hamamreh J.M., Furqan H.M., Arslan H. Classifications and applications of physical layer security techniques for confidentiality: a comprehensive survey // *IEEE Communications*

- Surveys & Tutorials, 2018, Vol. 21, No. 2, Pp. 1773-1828. Doi: 10.1109/COMST.2018.2878035.
6. Sánchez J.D.V. et al. Survey on physical layer security for 5G wireless networks // *Annals of Telecommunications*, 2021, Vol. 76, No. 3, Pp. 155-174.
 7. Wu Y. et al. A survey of physical layer security techniques for 5G wireless networks and challenges ahead // *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2018, Vol. 36, No. 4, Pp. 679-695. Doi: 10.1109/JSAC.2018.2825560.
 8. Wyner A.D. The wire-tap channel // *Bell system technical journal*, 1975, Vol. 54, No. 8, Pp. 1355-1387. Doi: 10.1002/j.1538-7305.1975.tb02040.x.
 9. Barros J., Rodrigues M.R.D. Secrecy capacity of wireless channels // 2006 IEEE international symposium on information theory. IEEE, 2006, Pp. 356-360. Doi: 10.1109/ISIT.2006.261613.
 10. Hyadi A., Rezk Z., Alouini M.S. An overview of physical layer security in wireless communication systems with CSIT uncertainty // *IEEE Access*, 2016, Vol. 4, Pp. 6121-6132. Doi: 10.1109/ACCESS.2016.2612585.
 11. Khatib M. *Advanced Trends in Wireless Communications*. In-Tech, 2011. 520 P..
 12. Shankar P. M. *Fading and shadowing in wireless systems*. Springer, 2017.
 13. Olutayo A., Cheng J., Holzman J.F. A new statistical channel model for emerging wireless communication systems // *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2020, Vol. 1, Pp. 916-926. Doi: 10.1109/ojcoms.2020.3008161.
 14. Silva H. S. et al. Capacity analysis of shadowed Beaulieu-Xie fading channels // *Digital Signal Processing*, 2022, Vol. 122, Pp. 103367.
 15. Silva H. S. et al. Beaulieu-Xie phase-envelope joint and bivariate distributions // *IEEE Communications Letters*, 2021, Vol. 25, №. 5, Pp. 1453-1457.
 16. Gvozdev A. S., Artemova T. K. On the Physical Layer Security Peculiarities of Wireless Communications in the Presence of the Beaulieu-Xie Shadowed Fading // *Mathematics*, 2022, Vol. 10, №. 20, Pp. 3724.
 17. Gvozdev A. S. et al. Reconfigurable intelligent surfaces' impact on the physical layer security of the Beaulieu-Xie shadowed fading channel // 2022 International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC). IEEE, 2022. Pp. 1-5.
 18. Yacoub M. D. The α - μ Distribution: A Physical Fading Model for the Stacy Distribution // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2007, Vol. 56, №. 1, Pp. 27-34.
 19. Gvozdev A.S. A novel unified framework for energy-based spectrum sensing analysis in the presence of fading // *Sensors*, 2022, Vol. 22, No. 5, Pp. 1742. Doi: 10.3390/s22051742.
 20. Olver F.W.J. et al. NIST digital library of mathematical functions, release 1.0.22. 2019. URL: <http://dlmf.nist.gov/> (дата обращения: 1.07.2022).
 21. Cho Y. S. et al. *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. John Wiley & Sons, 2010.

АНАЛИЗ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ НИЗКОПЛОТНОСТНЫХ КОДОВ И КОДОВ РИДА-СОЛОМОНА В ПРИЕМНИКЕ С ИМПУЛЬСНОЙ ПОЗИЦИОННОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

М. В. Хорошайлова¹

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

Аннотация. В этой статье проведен анализ работы предварительно усиленного оптического приемника с использованием кодов коррекции ошибок LDPC и Рида Соломона (РС). Рассматриваемые LDPC коды используются в стандарте связи 5G, и их конструкция подходит для исправления пакетов ошибок, вносимых импульсной позиционной модуляцией. Результаты показывают, что низкоплотностные коды могут обеспечить значительный выигрыш в кодировании по сравнению с некодированной системой. Они также работают лучше, чем РС-коды с равной скоростью кодирования и эквивалентным размером блока данных.

Ключевые слова: скорость передачи данных, импульсная позиционная модуляция, низкоплотностные коды, коды Рида Соломона.

PERFORMANCE ANALYSIS OF LOW-DENSITY CODES AND REED-SOLOMON CODES IN A PULSE POSITION MODULATION RECEIVER

M. V. Khoroshailova¹

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

Abstract. This article analyzes the operation of a pre-amplified optical receiver using LDPC and Reed Solomon Error correction Codes (RS). The LDPC codes in question are used in the 5G communication standard, and their design is suitable for correcting error packets introduced by pulse positional modulation. The results show that low-density codes can provide a significant gain in coding compared to an uncoded system. They also work better than PC codes with equal encoding speed and equivalent data block size.

Keywords: data transfer rate, pulse positional modulation, low-density codes, Reed - Solomon codes.

1. ВВЕДЕНИЕ

Оптические технологии рассматриваются в качестве альтернативы радиосвязи для создания надежных линий космической связи с высокой пропускной способностью, и в последнее время используются высокочувствительные оптические приемники для успешной передачи данных с высокими скоростями. К числу основных коммуникационных технологий относятся оптическое усиление, ортогональная модуляция, такая как позиционно-импульсная модуляция (PPM) и кодирование, которые направлены на снижение мощности, необходимой для достижения низкой вероятности ошибок в битах (BERs) в приемнике.

Конструкция кода LDPC, представленная в стандарте 5G, приводит к матрице проверки четности, состоящей из подматриц меньшего размера. Подматрицы представляют собой циклические перестановки единичной матрицы размера $Z_c \times Z_c$, где Z_c - размер набора, и этот подход к построению гарантирует, что проверка четности никогда не выполняется для последовательных битов. Это важно для PPM, поскольку ошибка в одном символе может вызвать серию ошибок до нескольких

последовательных $\log_2 Q$ битов, где Q - порядок модуляции. Предполагая, что $Z_c \gg \log_2 Q$, что ожидается для практически рассмотренных порядков PPM и блоков данных, биты пакета ошибок будут участвовать в различных проверках четности и могут быть исправлены независимо.

Здесь оцениваем с помощью моделирования методом Монте-Карло (MC) производительность LDPC-кодов в стандарте 5G в оптически предварительно усиленном приемнике PPM. Коды LDPC были изучены с использованием PPM для моделей приемников, которые включают пуассоновский и гауссовский шумы [7], [8], [9], [10], [11], [12], однако рассмотрим более точную модель для предварительно усиленного приемника PPM, которая опирается на статистику χ^2 [13], [14]. Статистика χ^2 усложняет вычисление вероятностей, которые требуются в LDPC декодере [15], поскольку соответствующая функция правдоподобия включает оценку обобщенного гипергеометрического ряда.

2. МОДЕЛИ СИСТЕМЫ

Рассматриваемая схема показана на рис. 1. Данные кодируются с использованием LDPC кодов или RS, и результирующее кодовое слово разделяется на символы PPM. На принимающей стороне символы усиливаются, и усилитель добавляет оптический шум. Сигнал фильтруется в оптической области, и зашумленные символы обнаруживаются на фотодиоде. Электрический ток интегрируется по длительности каждого интервала PPM, и результирующие значения сигнала используются демодулятором для оценки передаваемого символа PPM и соответствующих битов. На рисунке приняты следующие обозначения:

- Fl - оптический фильтр;
- PD – фотодиод;
- Int - интегратор.

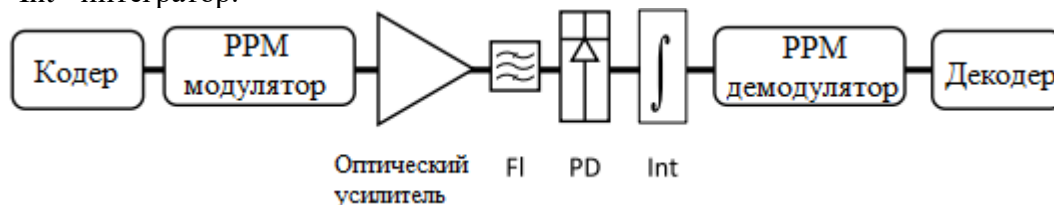


Рис. 1. Настройка системы связи с оптической позиционно-импульсной модуляцией.

В системе кодирования RS биты данных группируются в k символов по m бит каждый, и RS-кодер генерирует кодовые слова из $n = 2^m - 1$ символов. Выбираем RS-коды с $m = 8, 9, 10$ так, чтобы $m > \log_2 Q$ и несколько символов PPM отображались в один RS-символ. В результате можно исправить до $m/\log_2 Q$ последовательных ошибочных символов PPM всякий раз, когда они расположены в пределах одного и того же символа RS, поскольку это будет восприниматься декодером как единичная ошибка. Декодер использует алгоритм Берлекампа-Мэсси для исправления ошибок и способен исправлять до $(n-k)/2$ ошибок символов на кодовое слово.

Для системы LDPC для генерации кодовых слов используется структура матрицы квазициклической проверки четности стандарта 5G. Рассматриваем блоки данных от 720 до 7040 бит, таким образом, используем обе структуры стандартного базового графа (BG) и оцениваем производительность для нескольких комбинаций размеров данных Z_c и бит на блок K_b . Комбинации параметров суммированы в таблице 1 и выбраны таким образом, чтобы результирующие размеры блоков были аналогичны размерам кодов RS. Столбцы информационного блока всегда фиксируются на K_b (10 или 22), в зависимости от выбранного BG, чтобы избежать заполнения блоков данных. Желаемая скорость

кодирования (CR) достигается путем выбора первых столбцов блока K_b/CR и строк блока $K_b(1 - CR)/CR$ матрицы проверки четности.

Таблица 1. Параметры LDPC кода

Блок данных (биты)	Кодовая скорость	BG	i_{LS}	K_b	Z_c
720	1/3	2	4	10	72
1600	1/3	2	2	10	160
3520	1/3	2	5	10	352
1280	2/3	2	0	10	128
2880	2/3	2	4	10	288
7040	2/3	1	2	22	320

Кодер использует двухдиагональную структуру подматрицы четности основного кода для вычисления битов четности основного кода, в то время как биты четности дополнительного кода вычисляются путем подстановки из подматрицы четности дополнительного кода. Кодовое слово не сокращается, и все биты передаются в декодер. Декодер основан на алгоритме итеративной передачи сообщений min-sum и использует логарифмические соотношения вероятностей (LLR), которые генерируются в демодуляторе PPM. Максимальное количество итераций в декодере ограничено 10, что обеспечивает допустимый компромисс между потерей производительности и временем выполнения.

Рассматриваем приемник с модуляцией интенсивности / прямым обнаружением (IM / DD), в котором входящий оптический сигнал оптически усиливается и фильтруется перед обнаружением по квадратичному закону. Оптический сигнал модулируется с использованием PPM, и каждый символ PPM содержит Q последовательных временных интервалов. Один из разъемов несет в себе символ энергии, а все остальные слоты считаются пустыми. На выходе усилителя слот, содержащий энергию, увеличивается на коэффициент усиления усилителя G , и все порты искажаются шумом усилителя. Оптический сигнал преобразуется в электрический в квадратурном детекторе, и выходной сигнал детектора интегрируется по длительности интервала для генерации вектора сигнала $s = (s_1, s_2, \dots, s_Q)$ для каждого полученного символа.

Компоненты вектора s соответствуют центральным $\chi_{k,0}^2$ случайным величинам (RVs) в интервалах $Q - 1$, которые не имеют никакой энергии сигнала, и нецентральным $\chi_{k,\lambda}^2$ RV в интервале, который имеет энергию сигнала. Определяются следующим образом

$$p_e(x, k) = \frac{x^{k-1}}{(k-1)!} e^{-x}, \quad p_s(x; k, \lambda) = e^{-(x+\lambda)} \left(\frac{x}{\lambda}\right) I_{k-1}(2\sqrt{\lambda x}), \quad (1)$$

где $I_{k-1}(2\sqrt{\lambda x})$ обозначает модифицированную функцию Бесселя первого рода. В предыдущих уравнениях $\lambda = E/N_0 = E_b/N_0 \log_2 Q$ – отношение энергии символа к шуму, E_b – энергия на бит после усиления, $N_0 = n_{sp} hf (G - 1)$ – спектральная плотность оптического шума, а k – шумовые моды.

В системе кодирования RS демодулятор выбирает символ на основе s_i с наибольшим правдоподобием и сообщает соответствующие биты $\log_2(Q)$ декодеру. В статистике χ^2 функция правдоподобия вычисляется из

$$\Lambda(s_i; k, \lambda) = \frac{p_s(s_i; k, \lambda)}{p_e(s_i; k)} = e^{-\lambda} (k-1)! \frac{I_{k-1}(2\sqrt{\lambda s_i})}{(\sqrt{\lambda s_i})} = e_0^{-\lambda} F_1(k; \lambda, s_i), \quad (2)$$

где ${}_pF_q(a_1, \dots, a_p; b_1, \dots, b_q; z)$ - обобщенная гипергеометрическая функция. Функция увеличивается по отношению к s_i , и в результате демодулятор делает выбор на основе $\max\{s_i\}$.

С другой стороны, LDPC декодер с минимальной суммой требует, чтобы отношение логарифмического правдоподобия было связано с каждым принятым битом в символе PPM. Предполагая, что символы имеют равные вероятности, тогда априорная вероятность для данного символа равна

$$P(s_i | s) = \frac{\Lambda(s_i; k, \lambda)}{\sum_{n=1}^Q \Lambda(s_n; k, \lambda)}. \quad (3)$$

Теперь сосредоточимся на одном бите и отметим, что бит равен '0' для $Q/2$ символов PPM, и бит равен 1 для остальных значений. Обозначим наборы, содержащие символы $Q/2$, как B_l^0 и B_l^1 , поскольку наборы различны для $l = 1, \dots, \log_2 Q$ битов символа PPM. Следуя (3), вероятность того, что бит равен '0' или '1', пропорциональна сумме вероятностей символов в наборах B_l^0 и B_l^1 соответственно. Следовательно, соответствующий LLR каждого бита вычисляется из

$$L(b_l) = \log \left(\frac{\sum_{i \in B_l^0} \Lambda(s_i; k, \lambda)}{\sum_{i \in B_l^1} \Lambda(s_i; k, \lambda)} \right). \quad (4)$$

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Производительность системы была оценена с помощью моделирования методом Монте-Карло (MC). С этой целью случайные биты данных были закодированы с помощью соответствующего кодера и затем преобразованы в символы PPM. Свободные промежутки были сопоставлены со случайно сгенерированными переменными $\chi_{k,0}^2$, а временные интервалы были сопоставлены со случайно сгенерированными переменными $\chi_{k,\lambda}^2$. Демодулятор PPM либо использовал случайные величины (RV) непосредственно для создания потока битов для декодера RS на основе максимальных значений, либо использовал (4) для вычисления логарифмических вероятностей для LDPC декодера. Выходные данные декодера сравнивались с исходными битами данных, и вероятности ошибок в битах (BER) оценивался путем подсчета ошибок при многократном последовательном декодировании.

На рис. 2 представлены результаты для шумовых режимов 4 PPM и $k = 2, 40$.

Как и ожидалось, результаты демонстрируют, что производительность закодированного BER намного выше по сравнению с некодированным. Коды LDPC также обеспечивают значительный выигрыш в кодировании по сравнению с их аналогами RS. Дополнительный коэффициент усиления при кодировании, обеспечиваемый LDPC, приблизительно равен 2,5 дБ для шумовых моделей $k = 2$ и 2,0 дБ для шумовых режимов $k = 40$, когда скорость кодирования составляет 1/3. Однако, если скорость кодирования увеличивается до 2/3, расхождение между двумя схемами кодирования уменьшается до 1,5 дБ и 1 дБ соответственно. Более того, размер блока

данных LDPC также влияет на производительность кода, и при использовании блоков небольшого размера теряется почти 0,5 дБ.

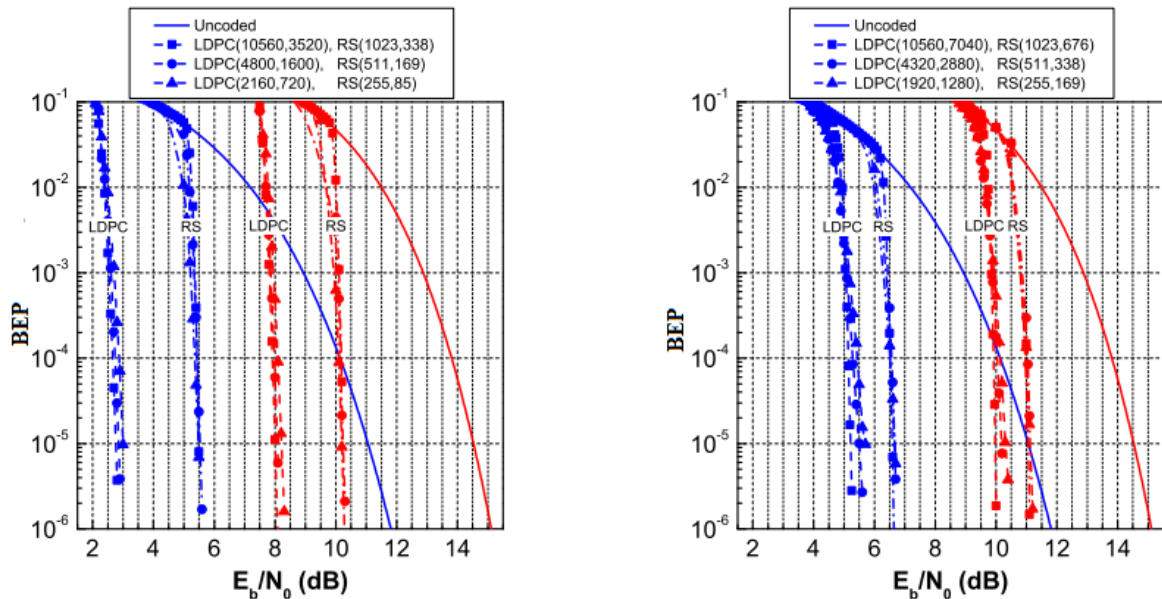


Рис. 2. ВЕР для RS и LDPC-кодированного приемника с предварительным усилением 4 PPM. Синий и красный цвета соответствуют моделям шума $k = 2$ и $k = 40$ соответственно.

На рис.3 показано 16 PPM обеспечивает лучшие результаты с точки зрения E_b/N_0 .

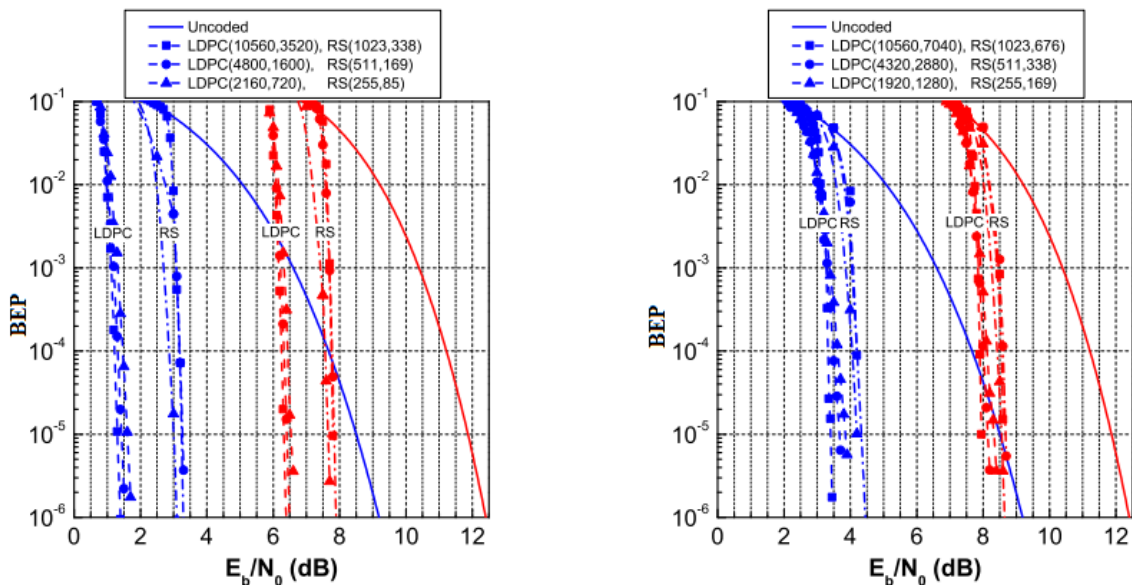


Рис. 3. ВЕР для RS и LDPC-кодированного приемника с предварительным усилением 16-PPM. Синий и красный цвета соответствуют модам шума $k = 2$ и $k = 40$ соответственно.

Улучшение более чем на 1,5 дБ наблюдается для LDPC во всех комбинациях режима шума и скорости кодирования при увеличении порядка модуляции. Коды LDPC также обеспечивают лучшую производительность, чем коды RS, во всех случаях, однако относительный выигрыш снижается по сравнению с тем, что наблюдалось для 4 PPM. Дополнительный коэффициент усиления LDPC составляет приблизительно 1,5 дБ и 1,0

дБ для $k = 2$ и $k = 40$ при скорости кодирования $1/3$. Еще меньшее улучшение наблюдается при скорости кодирования $2/3$, где LDPC обеспечивают улучшение на 0,5 дБ или менее, в зависимости от размера блока.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведены результаты производительности ВЕР приемников PPM с оптическим предварительным усилением, которые используют предложенные LDPC-коды стандарта 5G, а также RS-коды. Результаты показывают, что использование LDPC-кодов резко снижает требуемый E_b/N_0 , особенно если они сочетаются с высоким порядком модуляции. LDPC также превосходят RS-коды, но относительное улучшение зависит от порядка модуляции, режимов шума и скорости кодирования. Увеличение любого из этих трех параметров приводит к тому, что RS-коды работают более близко к LDPC-кодам.

ЛИТЕРАТУРА

1. Хорошайлова М.В. Архитектура канального кодирования на основе ПЛИС для 5G беспроводной сети с использованием высокоуровневого синтеза / М.В. Хорошайлова // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2018. – Т. 14. № 2. – С. 99-105.
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.

АППРОКСИМАЦИЯ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РЕЗУЛЬТАТОВ ОБРАБОТКИ САМОПОДОБНОГО ТРАФИКА В УСТРОЙСТВАХ КОММУТАЦИИ МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ

С.М. Одоевский, М.И. Рафальская

ФГКВБОУ ВПО «Военная академия связи им. маршала Советского Союза С.М. Буденного» (ВАС), Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. В настоящей статье рассматривается аппроксимация статистических зависимостей относительного среднего времени ожидания в устройствах коммутации мультисервисной сети от нагрузки и от параметра Хёрста, отражающего степень самоподобия входного мультимедийного трафика с различными распределениями. Предлагаемая аппроксимация основана на аналитическом выражении, являющемся модификацией известной формулы расчета среднего времени ожидания для системы массового обслуживания типа $fbm/M/1$, дополненной аппроксимацией зависимостей коэффициентов, входящих в эту формулу, от параметра Хёрста.

Ключевые слова: самоподобный трафик, параметр Хёрста, устройства коммутации, имитационное моделирование, аппроксимация.

APPROXIMATION OF STATISTICAL CHARACTERISTICS OF THE RESULTS OF PROCESSING SELF-SEMILAR TRAFFIC IN SWITCHING DEVICES OF A MULTISERVICE NETWORK

S.M. Odoyevsky, M.I. Rafalskaya

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

Abstract. This article discusses the approximation of statistical dependencies of the relative average waiting time in multiservice network switching devices on the load and on the Hurst parameter, reflecting the degree of self-similarity of the input multimedia traffic with different distributions. The proposed approximation is based on an analytical expression, which is a modification of the well-known formula for calculating the average waiting time for a queuing system of the $fbm/M/1$ type, supplemented by an approximation of the dependencies of the coefficients included in this formula on the Hurst parameter.

Keywords: self-similar traffic, Hurst parameter, switching devices, simulation, approximation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Результаты обработки самоподобного трафика в устройствах коммутации мультисервисных сетей даже при известных параметрах его распределения сложно достаточно точно и быстро предсказать без имитационного моделирования, что затрудняет решение оптимизационных задач по выбору наиболее подходящих сетевых механизмов в реальном времени.

Для оценки результатов обработки мультимедийного трафика, обладающего свойствами самоподобия, часто используются модели входного потока на основе распределений Парето и Вейбулла [1,2], которые позволяют учитывать долговременные зависимости случайных пачек пакетов 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* -

fbm) [3], их несложно реализовать путем имитационного моделирования процессов обработки мультимедийного трафика в устройствах коммутации (УК) мультисервисной сети [4-7]. Однако точные аналитические модели, представляющие собой зависимости различных показателей качества обслуживания от параметров УК и входного самоподобного трафика с распределением Парето и Вейбулла в настоящее время неизвестны. В то же время для расчета среднего времени ожидания в одноканальных системах массового обслуживания (СМО) $P/M/1$ с экспоненциальным (M) распределением времени обслуживания и входным трафиком с распределением Парето (P) существуют эмпирические приближенные зависимости, основанные на аппроксимации результатов имитационного моделирования различными формулами [8-10], а также формально точные зависимости [11], но в неявном виде сложных уравнений, позволяющих находить ответ лишь с помощью приближенных численных методов. В [12] был рассмотрен способ получения аналитической зависимости среднего времени ожидания от нагрузки в СМО $W/M/1$ с входным трафиком с распределением Вейбулла (W), основанный на аппроксимации статистических зависимостей формулой, используемой для расчета среднего времени ожидания в СМО типа $fbm/M/1$, по аналогии с подобным способом, предложенным в [10] для СМО $P/M/1$. В настоящей статье описанный в [10,12] способ аппроксимации зависимости среднего времени ожидания от нагрузки для конечного перечня типовых значений параметра Хёрста, дополняется аппроксимацией зависимостей коэффициентов, входящих в эту формулу, от произвольных значений параметра Хёрста в диапазоне $H \in [0.5, 1)$.

2. ОПИСАНИЕ СПОСОБА АППРОКСИМАЦИИ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Для условий поступления на вход устройств коммутации самоподобного трафика наиболее известной является формула расчета средней длины очереди, полученная Норросом [3] на основе представления самоподобного трафика моделью фрактального броуновского движения *fbm*. Различные варианты интерпретации данной формулы с пересчетом к различным показателям своевременности для СМО $fbm/M/1$ и $fbm/D/1$ с экспоненциальным (M) и детерминированным (D) временем обслуживания приведены в [1,2,6,8]. 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 [8]:

$$q(\rho, H) = \frac{c \cdot \rho^{\frac{1}{2(1-H)}}}{(1-\rho)^{\frac{1}{1-H}}}, \quad (1)$$

где c – дополнительный параметр, который принимает значение $c=1$ для $fbm/M/1$ и $c=0,5$ для $fbm/D/1$.

Модель самоподобного трафика на основе *fbm* является идеализированной. На практике чаще встречается самоподобный трафик, который описывается распределениями с так называемыми «длинными хвостами», к которым относятся, в частности, распределения Парето (P) и Вейбулла (W) [2,3]. Но для соответствующих моделей СМО типа $P/M/1$ и $W/M/1$ 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 [3], 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 [10] в качестве основы аналитической аппроксимации характеристик СМО $P/M/1$ было предложено использовать формулу (1), которая в отличие от других формул аппроксимации, приведенных в [8] и [9], изначально отражает влияние специфических особенностей самоподобного трафика на величину q и охватывает весь диапазон возможных значений параметров ρ и H . Согласно способу, описанному в [10], в качестве аппроксимирующей функции используется формула (1), представленная в виде следующего обобщенного математического выражения с тремя варьируемыми параметрами (коэффициентами) a, b, c , зависящими от величины H :

$$q(\rho, H) \approx q_{\text{ан}}(\rho, a, b, c) = \frac{c \cdot \rho^a}{(1-\rho)^b}. \quad (2)$$

Формула (2) полностью совпадает с (1) при $a=1/[2(1-H)]$ и $b=H/(1-H)$.

В [10] для СМО $P/M/1$ получены другие зависимости коэффициентов a, b и c от H , путем дробно-линейной аппроксимации статистических зависимостей данных коэффициентов, полученных для десяти значений параметра Хёрста в диапазоне $H \in [0.5, 0.95]$ с шагом 0.05.

В [12] описан аналогичный способ аппроксимации результатов имитационного моделирования для СМО $W/M/1$, но только для дискретного множества значений параметра Хёрста в указанном выше диапазоне (за исключением последнего значения).

Для аппроксимации зависимостей $a(H), b(H), c(H)$, соответствующих СМО $P/M/1$, в [10] использовались функциональные зависимости $F(H)$ на основе дробно-рациональных или, более точно, дробно-линейных функций:

$$F(H) = \frac{d + e \cdot H}{f + g \cdot H}, \quad (3)$$

где d, e, f, g – некоторые вещественные числа (коэффициенты), разные для каждой из зависимостей $a(H), b(H), c(H)$.

Однако описанный выше способ аппроксимации зависимостей $a(H), b(H), c(H)$ с помощью выражения (3), является достаточно точным лишь для СМО $P/M/1$. Анализ табличных зависимостей $a(H), b(H), c(H)$, приведенных в [12] в таблице 2 для СМО $W/M/1$, показал, что подобная аппроксимация годится только для зависимости $a(H)$, которая достаточно точно выражается формулой:

$$a(H) = 1.5 - H. \quad (4)$$

Для двух других зависимостей $b(H)$ и $c(H)$ более подходящими для аппроксимации оказались дробно-показательные функции, похожие на (2), но у которых аргументом является не нагрузка, а параметр Хёрста:

$$F(H) = 1 + \frac{e \cdot (2 \cdot H - 1)^d}{(g - H)^f}. \quad (5)$$

В формуле (5) выражения в скобках $(2H-1)$ и $(g-H)$ определяют значения функции $F(H)$ в крайних точках диапазона возможных значений параметра Хёрста H . Так при $H=0.5$ выражение $(2H-1)$ в числителе равняется нулю, в результате чего $F(H)=1$ независимо от значений коэффициентов e, d, f, g (невыврожденных), что соответствует с учетом (4) значениям всех коэффициентов $a(0.5)=b(0.5)=c(0.5)=1$, что в свою очередь соответствует известному совпадению зависимости (2) для СМО $W/M/1$ при $H=0.5$ с аналогичной зависимостью для СМО $M/M/1$.

Коэффициент g отражает максимальное значение параметра Хёрста, которое теоретически может быть близким к 1. Однако, как следует из результатов имитационного моделирования СМО $W/M/1$, при $H \geq 0.9$ значения $b(H)$ и $c(H)$ очень резко возрастают, что приводит к огромным значениям относительно времени ожидания $q(\rho)$, на много превышающим возможные реальные значения даже при маленькой

нагрузке. Поэтому для повышения точности аппроксимации в области реальных значений H было задано ограничение $H < g = 0,95$.

Для вычисления оставшихся коэффициентов e, d, f с целью аппроксимации формулой (5) табличных зависимостей $b_i(H_i)$ и $c_i(H_i)$, $i=1 \dots n$, предлагается использовать способ, аналогичный описанному в [10,12] способу вычисления коэффициентов a, b, c при аппроксимации табличных зависимостей $q(\rho)$ очень похожей формулой (2). С учетом имеющегося всё же некоторого отличия формулы (5) от (2) способ вычисления коэффициентов e, d, f можно представить в следующем виде.

Из множества табличных значений $F_i(H_i)$, $i=1 \dots n$, (разных для $b_i(H_i)$ и $c_i(H_i)$) необходимо выбрать три точки интерполяции $\{(F_1, H_1), (F_2, H_2), (F_3, H_3)\}$ в наиболее характерных точках изгиба табличной зависимости $F_i(H_i)$, $i=1 \dots n$.

На основании условия совпадения со значениями функции (5) в данных точках необходимо составить систему трех нелинейных уравнений с тремя неизвестными e, d, f , решив которую можно определить эти параметры и затем использовать выражение (5) для расчета коэффициента $F(H)$ (в виде $b(H)$ и $c(H)$) при любом значении параметра Хёрста $H \in [0.5, g)$.

Благодаря удачному виду функции (5), систему трех нелинейных уравнений относительно искомых переменных e, d, f можно свести к системе линейных уравнений следующим образом.

Перенесем первое слагаемое (единицу) из правой части уравнения (5) влево и прологарифмируем обе части равенства, опустив обозначения аргументов функции слева:

$$\ln(F - 1) = \ln \left(\frac{e \cdot (2 \cdot H - 1)^d}{(g - \rho)^f} \right). \quad (6)$$

После очевидных алгебраических преобразований (6) получим:

$$d \cdot \ln(2 \cdot H - 1) + f \cdot (-\ln(g - H)) + \ln e = \ln(F - 1). \quad (7)$$

Переобозначим искомые переменные:

$$x_1 = d, x_2 = f, x_3 = \ln e, \quad (8)$$

а также учтем заданные значения аргументов H и функции F в трех точках в следующих обозначениях постоянных параметров:

$$a_{i1} = \ln H_i, a_{i2} = -\ln(g - H_i), a_{i3} = 1, b_i = \ln(F_i - 1), i = \overline{1, 3}. \quad (9)$$

В итоге из (7) получим систему трех линейных уравнений с тремя неизвестными:

$$x_1 a_{i1} + x_2 a_{i2} + x_3 a_{i3} = b_i, i = \overline{1, 3}. \quad (10)$$

Решив систему уравнений (10) найдем значения переменных (x_1, x_2, x_3) , а затем, используя обратное преобразование относительно (8), найдем искомые параметры:

$$d = x_1, f = x_2, e = \exp(x_3). \quad (11)$$

Подставляя в качестве исходных данных $F_i, H_i = b_i(H_i)$ и $F_i, H_i = c_i(H_i)$, необходимо описанным выше способом отдельно рассчитать коэффициенты e_b, d_b, f_b для функции $b(H)$ и e_c, d_c, f_c для функции $c(H)$:

$$b(H) = 1 + \frac{e_b \cdot (2 \cdot H - 1)^{d_b}}{(g - H)^{f_b}}. \quad (12)$$

$$c(H) = 1 + \frac{e_c \cdot (2 \cdot H - 1)^{d_c}}{(g - H)^{f_c}}. \quad (13)$$

Используя выражения (4), (12) и (13) для расчета коэффициентов $a(H), b(H), c(H)$, в формуле (2), данную формулу можно использовать для расчета относительного времени

ожидания q в СМО $M/M/1$ при любой нагрузке $0 < \rho < 1$ и практически при любом встречающемся значении параметра Хёрста $0.5 \leq H < 0.95$.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ АППРОКСИМАЦИИ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Имитационное моделирование процесса обслуживания самоподобного мультимедийного трафика на основе распределений Парето и Вейбулла 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 обратные зависимости от функций данных распределений имеют достаточно простой аналитический вид [4,6,10,12], то аналогичную имитационную модель несложно реализовать практически в любой программной среде, в которой есть генератор псевдослучайных чисел с равномерным распределением.

Аппроксимация статистических характеристик результатов обработки самоподобного трафика с распределением Парето при произвольных значениях нагрузки и параметра Хёрста подробно описаны в [10]. В настоящей статье приведем пример результатов аппроксимации аналогичных статистических характеристик результатов обработки самоподобного трафика с распределением Вейбулла, полученных несколько отличающимся способом, описанным выше.

В связи с тем, что для одного из трех коэффициентов аппроксимации, а именно для коэффициента $a(H)$, в случае обработки в устройстве коммутации самоподобного трафика с распределением Вейбулла оказалась справедливой простая линейная зависимость от параметра Хёрста (4), для определения других двух коэффициентов $b(H)$ и $c(H)$ достаточно использовать не три (как это было продемонстрировано в [12]), а две точки интерполяции статистической зависимости $\hat{q}(\rho, H)$. В таблице 1 приведены результаты расчета данных коэффициентов аппроксимации способом, описанным в [12], с учетом того, что один коэффициент $a(H)$ уже был задан (рассчитан по формуле (4)). При этом решалась система не трех, а двух линейных уравнений для каждого из десяти приведенных в таблице значений параметра Хёрста в диапазоне $0.5 \leq H \leq 0.9$.

Таблица 1. Результаты расчета коэффициентов аппроксимации

	Параметр Херста									
H	0,5	0,55	0,6	0,65	0,7	0,75	0,8	0,85	0,875	0,9
	Точки интерполяции									
ρ_1	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,5	0,4	0,2
ρ_2	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	0,75	0,6	0,4
	Коэффициенты аппроксимации									
a	1,0	0,95	0,9	0,85	0,8	0,75	0,7	0,65	0,625	0,6
b	1,025	1,023	1,025	1,026	1,024	1,035	1,095	1,279	1,469	1,864
c	0,969	1,09	1,26	1,52	1,954	2,727	4,253	8,019	12,92	25,42

На рис.1 приведены зависимости табличных значений коэффициентов аппроксимации $a_i(H_i)$, $b_i(H_i)$, $c_i(H_i)$ от дискретных значений параметра Хёрста (обозначены кружочками), совмещенные с аналитическими зависимостями $a(H)$, $b(H)$, $c(H)$ (непрерывные линии), полученными в результате аппроксимации табличных зависимостей аналитическими выражениями (4), (12) и (13). При этом учитывались следующие значения дополнительных коэффициентов, рассчитанных описанным выше способом с использованием выражений (7) - (11): $e_b=0.11$, $d_b=3.93$, $f_b=0.981$, $e_c=0.343$, $d_c=1.148$, $f_c=1.498$.

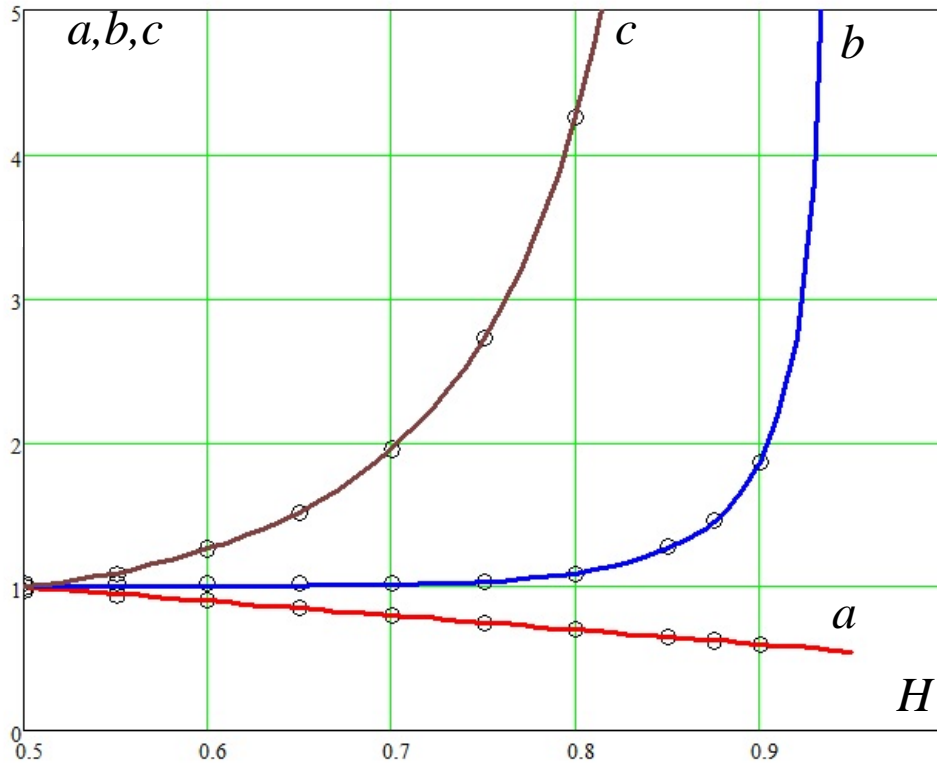


Рис. 1. Графики табличных и аналитических зависимостей рассчитанных коэффициентов аппроксимации от параметра Хёрста.

Как видно из рис.1, несмотря на то, что в качестве исходных данных использовались только три точки интерполяции $H \in \{0.75, 0.8, 0.9\}$ при определении коэффициентов e_b, d_b, f_b и $H \in \{0.6, 0.7, 0.85\}$ при определении коэффициентов e_c, d_c, f_c , аппроксимирующие функции $b(H), c(H)$ достаточно точно совпали с табличными значениями $b_i(H_i), c_i(H_i)$ и при остальных табличных (дискретных) значениях параметра Хёрста.

С учетом рассчитанных аналитических зависимостей коэффициентов аппроксимации $a(H), b(H), c(H)$, подставляя их в формулу (3) расчета относительного времени ожидания $q(\rho, H)$, были получены графические зависимости (рис.2) этого времени от нагрузки при шести значениях параметра Хёрста $H \in \{0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.85, 0.9\}$, таких же, как в [12] при построении аналогичных графиков при задании табличных значений $a_i(H_i), b_i(H_i), c_i(H_i)$. Кружочками на рис.2, как и на аналогичном рисунке 1 в [12], отмечены результаты расчета относительного времени ожидания с помощью имитационного моделирования.

Визуально результаты расчетов с помощью имитационного моделирования достаточно точно совпадают с результатами аналитических расчетов с использованием формулы аппроксимации (3), как при задании табличных значений коэффициентов $a_i(H_i), b_i(H_i), c_i(H_i)$ [12], так и при их вычислении приведенным в настоящей статье способом аналитической аппроксимации с использованием формул (4), (12) и (13). Более точная количественная оценка показала, что средняя относительная погрешность расчетов при изменении нагрузки ρ , относительной задержки q и параметра Хёрста H в пределах значений, охваченных графиками на рис.2, составляет около одного процента, что соизмеримо с точностью исходных данных о параметрах самоподобного трафика и вполне достаточно для практического использования.

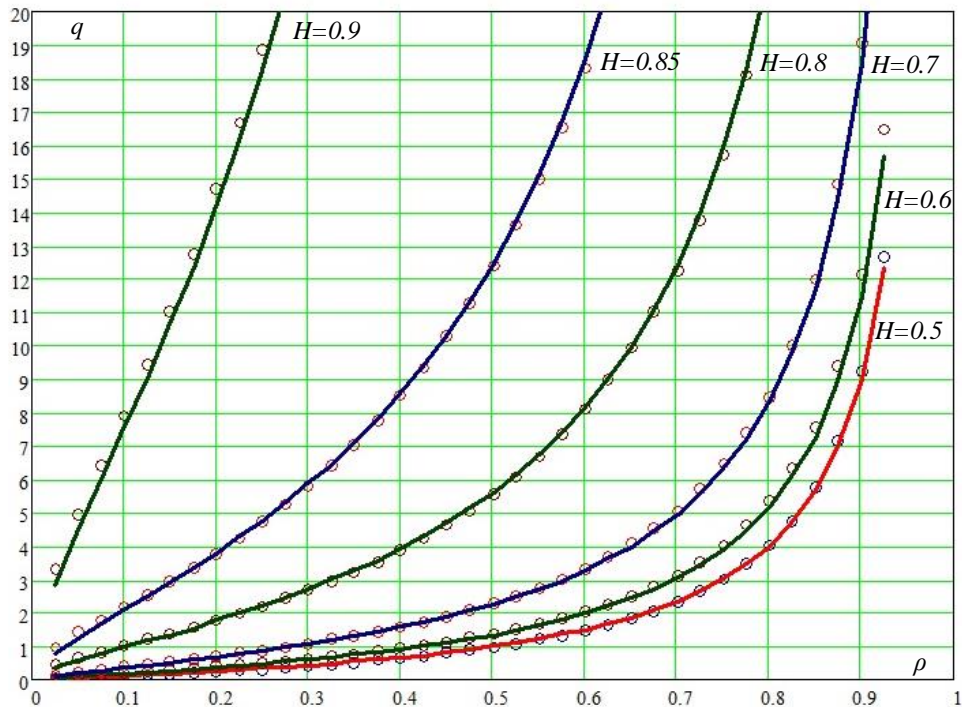


Рис. 2. Графики зависимости относительного времени ожидания q от нагрузки ρ при различных значениях параметра Херста H , полученные в результате имитационного моделирования и аналитических расчетов.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье описан способ аппроксимации статистических характеристик результатов обработки самоподобного мультимедийного трафика в устройствах коммутации мультисервисной сети от нагрузки и от параметра Хёрста, отражающего степень самоподобия входного мультимедийного трафика с различными распределениями. Предлагаемая аппроксимация основана на аналитическом выражении, являющемся модификацией известной формулы расчета среднего времени ожидания для системы массового обслуживания типа $fbm/M/1$, дополненной похожей аппроксимацией зависимостей коэффициентов, входящих в эту формулу, от параметра Хёрста. Подробно описан способ аппроксимации указанных зависимостей для СМО $W/M/1$ с самоподобным входным трафиком, описываемым распределением Вейбулла.

В ходе дальнейших исследований предполагается обобщение полученных результатов в части использования предлагаемого способа аппроксимации статистических результатов обработки самоподобного трафика для других СМО с другими распределениями входного трафика и другими распределениями времени обслуживания.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шелухин О.И., Тенякшев А.М., Осин А.В. Фрактальные процессы в телекоммуникациях. – М.: Радиотехника, 2003. – 480 с.
2. Крылов В.В., Самохвалова С.С. Теория телетрафика и ее приложения. СПб.: БХВ–Петербург, 2005. – 288 с.
3. 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: 953-962, 1995.

4. Ложковский А.Г., Вербанов О.В. Моделирование трафика мультисервисных пакетных сетей с оценкой его коэффициента самоподобности // Научные труды ОНАС им. А.С. Попова. 2014. № 1. С. 70-76.
5. 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 // Системы управления, связи и безопасности. 2015. № 4. – С. 217-251.
6. Одоевский С.М., Хоборова В.П. Методы прогнозирования качества обслуживания самоподобного трафика в устройствах коммутации мультисервисной сети // Труды учебных заведений связи. 2017. Том 3. № 3. С.86–92.
7. Бусыгин А.В., Кочешков А.К., Одоевский С.М. Особенности моделирования процесса обслуживания мультимедийного трафика на основе распределения Парето // В сборнике: Радиолокация, навигация, связь (RLNC*2019). Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции, посвященной 160-летию со дня рождения А.С. Попова. В 6-ти томах. – Воронеж: ВГУ, 2019. С. 295-302.
8. Назаров А.Н., Сычев К.И. Модели и методы расчета показателей качества функционирования узлового оборудования и структурно-сетевых параметров сетей связи следующего поколения. Красноярск: Изд-во ООО «Поликом», 2010. – 389 с
9. Ушанев К. В., Макаренко С. И. Показатели своевременности обслуживания трафика в системе массового обслуживания Pa/M/1 на основе аппроксимации результатов имитационного моделирования // Системы управления, связи и безопасности. 2016. № 1. – С. 42-65.
10. Бусыгин А.В., Одоевский С.М. Аналитическая модель обслуживания мультимедийного трафика с распределением Парето на основе аппроксимации результатов имитационного моделирования // Системы управления, связи и безопасности. 2020. № 1. – С. 74-108.
11. Рыжиков, Ю. И. Теория очередей и распределение Парето / Ю. И. Рыжиков // Труды Военно-космической академии имени А.Ф.Можайского. 2015. № 648. – С. 28-43.
12. Одоевский С.М., Рафальская М.И. Аппроксимация статистических характеристик процесса обслуживания мультимедийного трафика на основе распределения Вейбулла // В сборнике: Радиолокация, навигация, связь (RLNC*2022). Сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной Б.Я. Осипова. Том 2. – Воронеж: ВГУ, 2022. С. 66-74.

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., Samokhvalova S.S. The theory of teletraffic and its applications. St. Petersburg, BHV-Petersburg, 2005 – 288 p.
3. 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: 953-962, 1995.
4. Lozhkovsky A.G., Verbanov O.V. Traffic modeling of multiservice packet networks with an assessment of its self-similarity coefficient // Scientific works of ONAS named after A.S. Popov. 2014. No. 1.70-76 p.
5. Ushanev K. V. Simulation models of the 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 // Control, communication and security systems. 2015. No. 4. - 217-251 p.
6. Odoevsky S.M., Khoborova V.P. Methods for Predicting the quality of service of self-similar traffic in switching devices of a multiservice network // Proceedings of educational institutions of communication. 2017. Volume 3. № 3. 86-92 p.

7. Busygin A.V., Kocheshkov A.K., Odoevsky S.M. Features of modeling the process of servicing multimedia traffic based on Pareto distribution // 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. In 6 volumes. - Voronezh: VSU, 2019. 295-302 p.
8. Nazarov A.N., Sychev K.I. Models and methods for calculating the quality indicators of the operation of nodal equipment and structural and network parameters of next generation communication networks. Krasnoyarsk, «Polikom» LLC Publishing House, 2010. – 389 p.
9. Ushanev K.V., Makarenko S.I. Timeliness indicators of traffic service in the queuing system Pa/M/1 based on the approximation of simulation results // Control, communications and security systems. 2016. № 1. – 42-65 p.
10. Busygin A.V., Odoevsky S.M. Analytical model of multimedia traffic service with Pareto distribution based on approximation of simulation results // Control, communication and security systems. 2020. No. 1. - 74-108 p.
11. Ryzhikov, Yu. I. Theory of queues and Pareto distribution / Yu. I. Ryzhikov // Proceedings of the Military Space Academy named after A.F.Mozhaisky. 2015. No. 648. - 28-43 p.
12. Odoevsky S.M., Rafalskaya M.I. Approximation of statistical characteristics of the multimedia traffic service process based on the Weibull distribution // In the collection: Radar, navigation, communication (RLNC*2022). Proceedings of the XXVIII International Scientific and Technical Conference dedicated to B.Ya. Osipov. Volume 2. – Voronezh: VSU, 2022. pp. 66-74.

ВЛИЯНИЕ ОШИБОЧНОЙ ИНФОРМАЦИИ ОБ ЭЛЕМЕНТАХ КАНАЛЬНОЙ МАТРИЦЫ В МИМО КАНАЛЕ СВЯЗИ НА ХАРАКТЕРИСТИКУ ПРИЕМА

Д. В. Мокринский¹, В. Е. Тоискин¹, С. А. Виноградов¹, С. В. Вовк², С. В. Калинин¹

¹Филиал Военной академии РВСН, Серпухов, Российская Федерация

²МОУ «Институт инженерной физики», Серпухов, Российская Федерация

Аннотация. В статье приводятся зависимости вероятности битовой ошибки от количества символов в канальной матрице, неверно детектированных вследствие наличия ошибочной информации о состоянии канала связи. В качестве канала связи исследуется МИМО канал 2x2 с четырьмя подканалами с синхронно и периодически возникающими ошибками. Приведенные в статье зависимости были получены при помощи средств имитационного моделирования Sinulink (пакета MatLAB) и показали линейные зависимости роста вероятней битовой ошибки слабо влияющих от отношения сигнал/шум.

Ключевые слова: МИМО, характеристика приема, канал связи, вероятность битовой ошибки.

INFLUENCE OF ERROROUS INFORMATION ABOUT CHANNEL MATRIX ELEMENTS IN MIMO COMMUNICATION CHANNEL ON RECEPTION CHARACTERISTICS

D. V. Mokrinskiy¹, V. E. Toiskin¹, S. A. Vinogradov¹, S. V. Vovk², S. V. Kalinin¹

¹Branch of the Military Academy of the Strategic Missile Forces,
Serpukhov, Russian Federation

²2MOU Institute of Engineering Physics, Serpukhov, Russian Federation

Abstract. The article presents the dependence of the bit error probability on the number of symbols in the channel matrix, incorrectly detected due to the presence of erroneous information about the state of the communication channel. As a communication channel, a 2x2 MIMO channel with four subchannels with synchronous and periodically occurring errors is investigated. The dependences given in the article were obtained using the Sinulink simulation tools (MatLAB package) and showed linear dependences of the increase in the probability of a bit error, which had little effect on the signal-to-noise ratio.

Keywords: MIMO, reception characteristic, communication channel, bit error probability.

1. ВВЕДЕНИЕ

Как известно, при осуществлении детектирования принимаемого сигнала, переданного по каналу связи с замираниями, необходима информация о состоянии канала связи (в промежуток времени, соответствующий времени корреляции (постоянства) характеристик канала связи [1-3]). Требуемая информация о состоянии канала связи с замираниями может быть получена из передаточной функции канала связи [1]. Передаточная функция канала представляется в виде амплитудно-частотной характеристики и показывает, как затухает амплитуда синусоиды на выходе канала связи по сравнению с амплитудой на ее входе для всех возможных частот передаваемого сигнала.

Таким образом, для качественного детектирования принимаемого сигнала (на длительности периода корреляции) должно выполняться следующее соотношение (1):

$$W(z) = U_0 H(z), \quad (1)$$

где $W(z)$ – модифицированная передаточная функция канала связи с учетом компенсации искажений, вызванных замираниями; $H(z)$ – передаточная функция канала связи без учета замираний; U_0 – коэффициент усиления, компенсирующий искажения АЧХ канала связи [4].

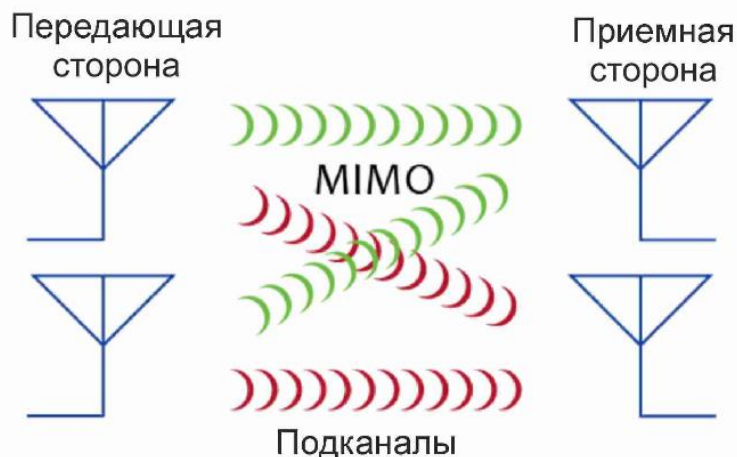


Рис. 1. Общий вид системы MIMO 2x2.

Таким образом, задача компенсации искажений, вызванных замираниями в канале связи, сводится к формированию коэффициента усиления U_0 позволяющего выровнять АЧХ канала связи при детектировании сигнала избежав частотных искажений. Очевидно, что значение U_0 будет динамически меняться во времени в соответствии с изменением передаточной функции канала связи под воздействием замираний.

Для расчета U_0 могут использоваться различные методы и технические средства. В частности, может быть организован дополнительный канал связи между абонентами - для передачи информации о состоянии канала связи (ионосферы), по результатам ее зондирования. В соответствии с результатами зондирования, на приемной стороне будет рассчитываться U_0 , одновременно с этим будет осуществляется детектирование принимаемого сигнала с расчётным значением коэффициента усиления. Самым распространённым способом расчета U_0 , является расчет, основанный на работе системы адаптивной фильтрации [5,6]. В частности, на приемной стороне устанавливается адаптивный фильтр (эквалайзер) который на основе последовательности принятой априорной известной информации рассчитывает актуальное значение коэффициента усиления до времени прихода очередной последовательности. Несмотря на то, что детектирование принимаемого сигнала с использованием алгоритмов адаптивной фильтрации существенно уменьшает пропускную способность канала связи, данный способ является наиболее распространённым, особенно для систем цифровой декаметрового радиосвязи [7].

2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ЗАДАЧИ

Если говорить о MIMO системах связи, то для них, задача расчёта U_0 также является актуальной. При этом спецификой реализации расчета является тот факт, что для качественного детектирования необходима информации о состоянии всех подканалов системы MIMO. Рассмотрим выше озвученный тезис на примере системы MIMO 2x2. Из рисунка 1 видно, что для данной конфигурации системы MIMO

формируется четыре подканала, каждый из которых может быть подвержен воздействию мультипликативных помех. В свою очередь, целью данной статьи является изучить влияние ошибочной информации об элементах канальной матрицы в MIMO канале связи на характеристику приема. В качестве ошибочной информации предполагается использовать системные периодически повторяющиеся интервальные ошибки, искажающие информацию о состоянии одновременно всех подканалов. Примером появления указанных ошибок может являться неисправность системы адаптивной фильтрации или тактовой синхронизации принимаемых символов в цифровой системе связи, а также преднамеренные (вредоносные) воздействия, вносимые в обучающие последовательности адаптивного эквалайзера на передающей (или в эталонные значения - на приемной) стороне. Также указанные ошибки могут возникать при преднамеренном интервальном воздействии на передаваемый в свободной пространстве сигнал.

Так, в соответствии с принципом работы MIMO 2x2, на приемной стороне мы будем иметь следующую матрицу (2), столбцы которой соответствуют комплексным значениями принимаемых символов [8]:

$$W_1 = \begin{matrix} \overline{z_1} & \overline{-z_2} & \overline{z_3} & \overline{-z_4} & \overline{z_5} & \overline{-z_6} & \overline{z_7} & \overline{-z_8} & \overline{z_9} & \overline{-z_{10}} & \overline{z_{11}} & \overline{-z_{12}} & \overline{z_{13}} \\ \overline{z_2} & \overline{z_1} & \overline{z_4} & \overline{z_3} & \overline{z_6} & \overline{z_5} & \overline{z_8} & \overline{z_7} & \overline{z_{10}} & \overline{z_9} & \overline{z_{12}} & \overline{z_{11}} & \overline{z_{14}} \end{matrix} \cdot (2)$$

В (2) показан случай, когда значение U_0 на каждом такте рассчитывается верно, что позволяет верно детектировать принимаемые символы.

Пусть в принимаемой информации присутствует ошибочная информация об элементах канальной матрицы, например каждый пятый символ (2) детектирован на основе ошибочных сведений об информации в канале связи, в таком случае, канальная матрица будет иметь следующий вид (3), (элементы матрицы с ошибочной информацией зачеркнуты).

$$W_1 = \begin{matrix} \overline{z_1} & \overline{-z_2} & \overline{z_3} & \overline{-z_4} & \overline{\cancel{z_5}} & \overline{-z_6} & \overline{z_7} & \overline{-z_8} & \overline{z_9} & \overline{\cancel{z_{10}}} & \overline{z_{11}} & \overline{-z_{12}} & \overline{z_{13}} \\ \overline{z_2} & \overline{z_1} & \overline{z_4} & \overline{z_3} & \overline{\cancel{z_6}} & \overline{z_5} & \overline{z_8} & \overline{z_7} & \overline{z_{10}} & \overline{\cancel{z_9}} & \overline{z_{12}} & \overline{z_{11}} & \overline{z_{14}} \end{matrix} \cdot (3)$$

В таком случае актуальной является задача исследования влияния системных периодически повторяющихся интервальных ошибок об информации о состоянии канала связи на характеристику приема. В частности, в рамках данной статьи будет рассмотрено влияние таких ошибок в системе связи MIMO 2x2 когда общее количество ошибочных символов будет составлять от 5 (каждый двадцатый символ) до 100% относительно общего числа передаваемых символов.

3. ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ

Для проведения исследования была создана имитационная модель (рисунок 2).

Имитационная модель реализована в среде визуально-ориентированного программирования Simulink (пакета MatLab) [9] и состоит из следующих основных модулей:

1 – модуль передающего тракта (включающий формирователь сообщения, формирователь символов, цифровой модулятор QPSK и кодер Аламоути);

2 – имитатор канала связи (состоящий из имитатора MIMO канала связи и блока внесения аддитивного белого Гауссовского шума);

3 – модуль приемного тракта (включающий декодер Аламоути и цифровой демодулятор QPSK);

4 – модуль расчета вероятности битовой ошибки;

5 – модуль внесения искажений в информацию о состоянии канала связи.

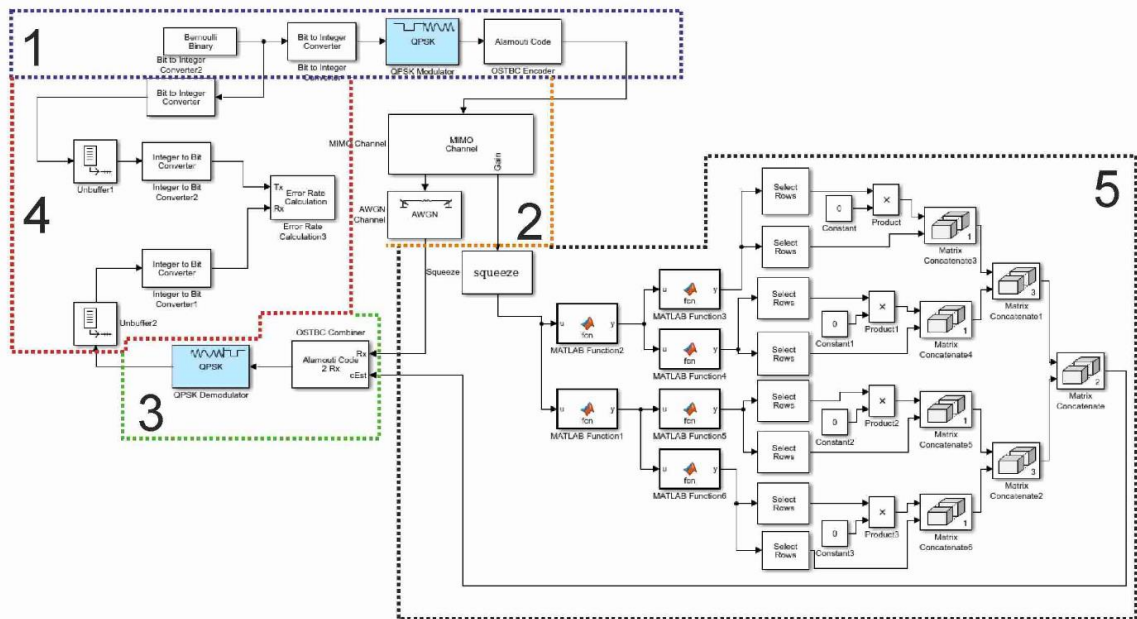


Рис. 2. Имитационная модель для расчёта характеристик приема системы 2x2.

В качестве основных характеристик имитационной модели использовались следующие:

- используемая частота дискретизации 9600 Гц с 40 фреймами на один отсчет;
- тип модуляции QPSK с созвездием, выполненным в соответствии с кодом Грэя;
- кодер и декодер Аламоути для двух приемных и двух передающих антенн;
- Рэлеевский канал, учитывающий искажение АЧХ по одному лучу распространения без задержек и ослабления, с максимальным уходом частоты в 1 Гц;
- для каждого эксперимента из серии - рассчитывалась характеристика приема на основе принятых 383502 бит информации.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Моделирование проводилось для отношения сигнал/шум (ОСШ) 0 дБ, 5 дБ и 10 дБ. Характеристики приема показаны на рисунке 3. По горизонтальной оси отмечено какое количество комплексных отсчетов (из пакета передачи в 20 комплексных отсчетов) были детектированы с недостоверной информацией элемента канальной матрицы о состоянии канала связи. Таким образом $g=1$ соответствует тому, что в канальной матрице, каждый двадцатый символ будет детектирован с недостоверной информацией о состоянии канала связи. По вертикальной оси отмечены значения вероятностей битовых ошибок при соответствующем количестве неверно детектированных символов.

На основе анализа полученных графиков стоит отметить, что полученные зависимости имеют ступенчатый вид, при этом каждая полка «ступеньки» графика соответствует сразу двум соседним значениям g . Это обосновывается тем, что искажения вносились в идущие по порядку символы канальной матрицы и из-за специфики используемого кода Аламоути (не смотря на не достоверную информацию о символах, детектированных во время текущего такта работы системы с недостоверной информацией о состоянии канала связи), информация о текущем символе содержится также в одном из соседних, что помогает его восстановить при детектировании.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В заключении стоит отметить, что зависимость характеристики приема от количества искаженных символов в передаваемом пакете информации - является линейной. Характер зависимости (угол наклона относительно горизонтальной оси координат) зависит только от ОСШ в канале связи. Также, из графиков на рисунке 3 видно, что наибольшее влияние значение ОСШ на вероятность битовой ошибки имеет при малом количестве ошибок в канальной матрице r . В тоже время, при увеличении количества r влияние ОСШ на характеристику приема становится менее существенным. При $r=20$ реализуется случай со 100% количеством искаженных символов вследствие полного отсутствия достоверной информации о состоянии канала связи, в таком случае, вероятность битовой ошибки равно 0,5, что соответствует физике исследуемого процесса.

ЛИТЕРАТУРА

1. Проксис Дж. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. - 800 с.
2. Мокринский Д.В. Математическое моделирование и исследование каналов связи с замираниями райсовского типа // Тр. XXIV международной НТК «Радиолокация, навигация, связь», 2018, Т. 1 - С. 115-123.
3. Аверин Л.И., Каменцев А.Ю., Лафицкий А.Ю., Чаркин Д.Ю. Повышение помехоустойчивости цифровой системы связи в условиях многолучевого распространения сигнала // Сборник докладов 20-ой Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение», 2018, Т. 1. – С. 381–386.
4. Солонина А.И. Цифровая обработка сигналов в зеркале MatLab. Спб.: БВХ-Петербург, 2018. - 800 с.
5. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М.: Техносфера, 2013. - 528 с.
6. Мокринский Д.В., Лебедев Д.А. Оценка и границы применимости адаптивных LMS и RMS эквалайзеров для протокола типа MIL-STD-188-110A // Тр. XVII Рос. НТК «Новые информационные технологии в системах связи и управления, 2018. – С. 34–38.
7. Мокринский Д.В., Завдовьев В.В. Имитационная модель декаметрового канала связи с замираниями релейского и райсовского типов // Тр. XXXVII Рос. межведомственной НТК «Проблемы эффективности и безопасности функционирования сложных технических и информационных систем», 2018. – Ч. 2. – С. 65-69.
8. Бакулин М.Г., Варукина Л.А., Крейнделин В.Б. Технология MIMO принципы и алгоритмы. М.: Горячая линия – Телеком, 2014. - 244 с.
9. Щербаков В.С., Руппель А.А., Глушец В.А. Основы моделирования систем автоматического регулирования и электротехнических систем в среде MMatLab и Simulink: Учебное пособие. – Омск: Изд-во. СибАДИ, 2003. - 160 с.

REFERENCES

1. Proksis J. Digital communication. M.: Radio and communication, 2000. - 800 p.
2. Mokrinsky D.V. Mathematical Modeling and Study of Communication Channels with Rice-type Fading // Tr. XXIV international scientific and technical complex "Radar, navigation, communications", 2018, vol. 1 - pp. 115-123.
3. Averin L.I., Kamentsev A.Yu., Lafitsikiy A.Yu., Charkin D.Yu. Improving the noise immunity of a digital communication system in conditions of multipath signal propagation

- // Collection of reports of the 20th International Conference "Digital signal processing and its application", 2018, Vol. 1. - S. 381-386.
4. Solonin A.I. Digital signal processing in MatLab mirror. SPb.: BVH-Petersburg, 2018. - 800 p.
 5. Dzhigan V.I. Adaptive filtering of signals: theory and algorithms. M.: Technosfera, 2013. - 528 p.
 6. Mokrinsky D.V., Lebedev D.A. Estimation and limits of applicability of adaptive LMS and RMS equalizers for a protocol like MIL-STD-188-110A // Tr. XVII Ros. NTK "New information technologies in communication and control systems", 2018. - P. 34–38.
 7. Mokrinsky D.V., Zavdoviev V.V. Simulation model of a decimeter communication channel with Rayleigh and Rice fading // Tr. XXXVII Ros. interdepartmental scientific and technical complex "Problems of efficiency and safety of the functioning of complex technical and information systems", 2018. - Part 2. - P. 65-69.
 8. Bakulin M.G., Varukina L.A., Kreindelin V.B. MIMO technology principles and algorithms. M.: Hotline - Telecom, 2014. - 244 p.
 9. Shcherbakov V.S., Ruppel A.A., Glushets V.A. Fundamentals of modeling automatic control systems and electrical systems in the MMatLab and Simulink environment: Tutorial. - Omsk: Publishing House. SibADI, 2003. - 160 p.

КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ ПРИКЛАДНОЙ ОБЛАСТИ ЗОНДИРОВАНИЯ

С. А. Луценко¹, В. В. Белый²

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

² ООО НПП НТТ, Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Для выполнения одного из основных видов деятельности ФГУП «ГРЧЦ», сформулированного как «Обеспечение надлежащего использования радиочастот или радиочастотных каналов и радиоэлектронных средств (РЭС)», необходимо проведение комплекса мероприятий по контролю за излучениями РЭС, не препятствующих их функционированию. К основному активному способу, позволяющему определять характеристики РЭС ретранслятора космического аппарата (КА) и не препятствующему функционированию потребителей через его радиочастотные каналы, является зондирование. На текущий момент в отечественной научной среде технологические вопросы зондирования ретрансляторов КА рассмотрены недостаточно, а терминологические аспекты представлены слабо и фрагментарно. Целью исследования, проводимого в данной статье, является разработка единого терминологического аппарата зондирования ретрансляторов КА, включающего формулировки основных задач, исходных данных и классификационные аспекты.

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

CLASSIFICATION AND BASIC CONCEPTS OF THE APPLIED FIELD OF SENSING

S. A. Lutsenko¹, V.V. Bely²

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

²LLC Scientific and production enterprise NTT, Saint-Petersburg, Russia

Abstract. In order to carry out one of the main activities of FSUE "GRFC", formulated as "Ensuring the proper use of radio frequencies or radio frequency channels and radio electronic means (REM)", it is necessary to carry out a set of measures to control the radiation of REM that do not interfere with their functioning. The main active method that allows determining the characteristics of the REM of the spacecraft repeater and does not interfere with the functioning of consumers through its radio frequency channels is probing. At the moment, in the domestic scientific environment, the technological issues of sounding spacecraft repeaters are not sufficiently considered, and the terminological aspects are poorly and fragmentary. The purpose of the research carried out in this article is to develop a unified terminological apparatus for sounding spacecraft repeaters, including formulations of the main tasks, initial data and classification aspects.

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

1. ВВЕДЕНИЕ

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

осуществление радиоконтроля за РЭС гражданского назначения возложено на радиочастотную службу [2].

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

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

Для выполнения одного из основных видов деятельности ФГУП «ГРЧЦ» (п. 2.2.1 Устава), сформулированного как «Обеспечение надлежащего использования радиочастот или радиочастотных каналов и РЭС», необходимо проведение комплекса мероприятий по контролю за излучениями РЭС, не препятствующим их функционированию. К основному активному способу, позволяющему определять характеристики РЭС ретранслятора КА и не препятствующему функционированию потребителей через его радиочастотные каналы, является зондирование. На текущий момент в отечественной научной среде технологические вопросы зондирования ретрансляторов КА рассмотрены недостаточно, а терминологические аспекты представлены слабо и фрагментарно.

Целью исследования, проводимого в данной статье, является разработка единого терминологического аппарата зондирования ретрансляторов КА, включающего формулировки основных задач, исходных данных и классификационные аспекты.

2. ТЕРМИНОЛОГИЧЕСКИЙ АППАРАТ ЗОНДИРОВАНИЯ

К исходным данным, необходимым для решения задач зондирования можно отнести:

- диапазон частот передачи, верхняя и нижняя частоты поиска на передачу;
- диапазоны частот приема, верхняя и нижняя частоты поиска на прием;
- минимальные и максимально-допустимые энергетические параметры формируемых сигналов зондирования (мощность, эквивалентная изотропная излучаемая мощность (ЭИИМ), спектральная плотность потока мощности (СППМ));
- количество одновременно формируемых каналов (сигналов зондирования) на передачу, количество трактов приема, количество трактов обработки в каждом канале приема;
- способы (алгоритмы формирования) зондирующих сигналов (ЗнСг) и их частотно-временные и энергетические параметры:
 - а) способ и алгоритмы формирования ортогональных кодовых последовательностей, способ формирования отличительных кодовых признаков (сдвиг, заполнение линейного рекуррентного регистра и т.д.);
 - б) вид манипуляции (ФМ–2, ФМ–4, КАМ–16, АФМ–16, АФМ–32), манипуляционный код (МК);
 - в) тактовая частота $F_{\text{такт.в}}$ псевдослучайных последовательностей (ПСП) и манипуляционная скорость $F_{\text{ман.в}}$, формируемого сигнала зондирования;
 - г) вид и параметры канального фильтра для каждого формируемого сигнала;
 - д) способ (алгоритм) объединения ЗнСг;

- е) наличие и параметры цепей амплитудной коррекции группового сигнала (предыскажение, амплитудное ограничение);
- ж) наличие и параметры выходного группового фильтра;
- з) длительность кадра формируемого сигнала (символов, миллисекунд), количество повторений.

– способы (алгоритмы и критерии) поиска, обнаружения, приема ЗнСг и оценки их параметров (когерентный, квазикогерентный, порог и требуемая величина превышения порога, число успешных экспериментов).

К основным задачам зондирования ретранслятора КА можно отнести:

– установление (подтверждение) факта наличия прозрачного транспондера (транспондеров, стволов, линеек) в составе ретранслятора анализируемого космического аппарата или группировки КА в заданных полосах частот передачи и приема, имеющих в текущий момент (интервал) времени зоны обслуживания (ЗО) приемного и передающего лучей их антенно-фидерных систем (АФС), покрывающие точку (зону) размещения аппаратуры зондирования (АЗ);

– определение номиналов частот гетеродинов приемо-передающих трактов (ППТ) КА, величин сдвига частоты для группы транспондеров или для каждого из них;

– измерение наклонной дальности до КА (задержки распространения);

– измерение (уточнение) номинальных значений спектральной плотности потока мощности приема и удельной (на заданную полосу частот) эквивалентной изотропной излучаемой мощности передачи обнаруженных (известных) транспондеров в направлении АЗ;

– измерение (уточнение) границ полос частот транспондеров (стволов или подстволов, линеек), нестабильности частоты опорных генераторов КА, коэффициентов усиления АФС и ППТ КА в части анализируемых транспондеров.

Задачи зондирования ретрансляторов КА могут быть классифицированы по следующим признакам:

1. По наличию априорной информации:

– известна только точка стояния или долгота восходящего узла КА на геостационарной орбите (ГСО) или орбитальные параметры (ОП) для КА ГСО, высокоэллиптической, средней, низкой орбитах;

– известны ОП и диапазоны частот передачи/приема (ДЧПП);

– известны ОП, ДЧПП и частотный план (ЧПл);

– известны ОП, ДЧПП и ЗО КА на передачу;

– известны ОП, ДЧПП и ЗО КА на прием;

– известны ОП, ЧПл и ЗО КА на передачу и прием;

– известны ОП, ЧПл и ЗО КА, и энергетические параметры (ЭП) на передачу (ЭИИМ);

– известны ОП, ЧПл и ЗО КА, ЭП на передачу и прием (G/T);

– известны ОП, ЧПл и ЗО КА, ЭИИМ, G/T, ППМ.

2. По характеру последовательности решения задачи:

– последовательное зондирование (Знд);

– параллельное Знд;

– комбинирование последовательного и параллельного Знд.

3. По характеру скрытности:

– открытое;

– скрытное.

4. По ширине применяемых сигналов:

– узкополосные;

– широкополосные;

– комбинированные.

5. По применяемым кодовым ПСП:

– периодические ПСП:

- а) с коротким периодом, когда период повторения сигнала многократно меньше времени прохождения сигнала в радиолинии;
- б) со средним периодом, когда период повторения сравним с временем прохождения сигнала в радиолинии;
- в) с длинным периодом, когда период повторения гораздо больше времени прохождения сигнала в радиолинии.

– аperiodические ПСП, когда период ПСП многократно больше возможного времени наблюдения сигнала приемником при решении задач Знд.

6. По длительности формируемых сигналов:

- непрерывные, когда время формирования и излучения сигналов существенно (в два и более раз) превышает задержку распространения сигнала в радиолинии;
- пакетные, когда время формирования и излучения сопоставимо или меньше, чем задержка распространения сигнала в радиолинии.

7. По виду сигналов:

- одночастотный;
- многочастотный;
- многочастотный матричный.

8. По применяемым методам манипуляции:

- ФМ–М;
- АФМ;
- в различных базисах [6,7].

9. По характеру обработки и времени получения результата:

– в реальном масштабе времени (РМВ), обработка осуществляется одновременно с формированием и приёмом ЗнСг, задержка получения результата сопоставима с задержкой распространения сигнала в радиолинии;

– в отложенном режиме (ОтлРж), обработка проводится после сеанса передачи–приема или время обработки существенно превышает время распространения сигнала в радиолинии.

10. По реализации формирования и обработки:

- на программируемой логической интегральной схеме;
- на цифровом процессоре обработки сигналов;
- на CPU+GPU;
- комбинации вышеперечисленных подходов.

11. По формированию ПСП и ЗнСг:

- заблаговременное;
- программное, в РМВ.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье представлены материалы по разработке единого терминологического аппарата зондирования ретрансляторов КА спутниковых систем, включающего формулировки основных задач, исходных данных и классификационные аспекты. Данная работа является теоретической основой для исследования методических вопросов реализации технологии зондирования, разработки соответствующих способов и алгоритмов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Федеральный закон «О связи» от 07.07.2003 г. № 126-ФЗ.

2. Постановление Правительства Российской Федерации от 14 мая 2014 г. № 434 «О радиочастотной службе».
3. Распоряжение Министерства имущественных отношений Российской Федерации от 14 марта 2001 г. № 627-р "О создании федерального государственного унитарного предприятия «Главный радиочастотный центр».
4. Устав федерального государственного унитарного предприятия «Главный радиочастотный центр». Утвержден приказом Федеральной службы по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций от 16.08.2017. URL: <https://grfc.ru/upload/medialibrary/53a/ustav-fgup-grchts.pdf>, 20.02.2023.
5. Новости космонавтики : Сколько всего активных спутников находится на орбитах вокруг Земли. URL: <https://novosti-kosmonavtiki.ru/news/82674/>, 20.02.2023.
6. Агиевич С. Н. Сплайн-Виленкина-Крестенсона функции в представлении сигналов // Научное приборостроение. – 2002. – Т. 12. – №. 1. – С. 79-89.
7. Агиевич А. С., Луценко С. А., Тихонов С. С. Моделирование сигналов спутниковых систем связи и ретрансляции данных с применением методов сплайн-алгебраического гармонического анализа // Телекоммуникации. – 2019. – №. 1. – С. 16-22.

REFERENCES

1. Federal Law «On Communications» dated 07.07.2003 No. 126-FZ.
2. Resolution of the Government of the Russian Federation of May 14, 2014 No. 434 «On Radio Frequency Service».
3. Order of the Ministry of Property Relations of the Russian Federation of March 14, 2001 No. 627-r «On the establishment of the Federal State Unitary Enterprise «Main Radio Frequency Center».
4. The Charter of the Federal State Unitary Enterprise «Main Radio Frequency Center». Approved by the order of the Federal Service for Supervision of Communications, Information Technology and Mass Communications dated 16.08.2017. URL: <https://grfc.ru/upload/medialibrary/53a/ustav-fgup-grchts.pdf> , 20.02.2023.
5. Cosmonautics news : How many active satellites are in orbits around the Earth in total. URL: <https://novosti-kosmonavtiki.ru/news/82674/>, 20.02.2023.
6. Agievich S. N. Spline-Vilenkin-Krestenson functions in the representation of signals // Scientific instrumentation. - 2002. – Vol. 12. – No. 1. – pp. 79-89.
7. Agievich A. S., Lutsenko S. A., Tikhonov S. S. Modeling of signals of satellite communication systems and data retransmission using methods of spline-algebraic harmonic analysis // Telecommunications. – 2019. – No. 1. – pp. 16-22.

КООДИНАТОР БЕСПРОВОДНОЙ СЕТИ ЧАСТОТОЙ 2,4 ГГц СТАНДАРТА ZIGBEE ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ УСТРОЙСТВАМИ «УМНОГО ДОМА»

И. С. Бобылкин¹, А. С. Самодуров¹, А. В. Иванов¹, А. А. Кузёмкин¹

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

Аннотация. В настоящее время широко распространены устройства с беспроводным управлением, связанные в системы, именуемые «интернетом-вещей». Большая часть устройств «интернета-вещей» создается для потребительского сегмента рынка, включая домашнюю автоматизацию или «умный дом». «Умный дом» может быть основан на платформах или концентраторах, которые управляют интеллектуальными устройствами и приборами. Концентратор иногда также называют «умный хаб», «шлюз», «мост», «контроллер» или «координатор». От характеристик координатора зависит степень автоматизации и интеграции устройств в единую беспроводную сеть. Для управления устройствами в сети используется шлюз от того же производителя, что и конечные устройства. Это создает некоторые неудобства. Так, например, нельзя использовать в одной сети устройства от разных производителей. Управление, настройка параметров и сценариев работы не всегда удобно и детально реализована. Чтобы упростить управление такими устройствами используется координатор беспроводной сети частотой 2,4 ГГц на протоколе ZigBee. Данный протокол является стандартом беспроводного подключения для устройств «умного дома». В сети, работающей по такому протоколу, при обрыве одного соединения, будет проложен обходной маршрут, и сигнал дойдёт до получателя по новому пути. В данной работе разработан печатный узел изделия, выполнено конструирование деталей корпуса устройства. Качественная оценка полученной сборки координатора подтверждается проведенными результатами некоторых моделирований в современных системах автоматизированного проектирования.

Ключевые слова: координатор, беспроводная сеть, ZigBee, протокол, связь, сетка, умный дом, интернет, данные, сервер, моделирование.

2.4GHZ ZIGBEE AND IEEE 802.15.4 WIRELESS NETWORK COORDINATOR

I.S. Bobylkin¹, A.S. Samodurov¹, A.V. Ivanov¹, A.A. Kuzyomkin¹

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

Abstract. Currently, wirelessly controlled devices are widely used, connected in systems called the "Internet of Things". Most IoT devices are built for the consumer market, including home automation or smart home. A smart home can be based on platforms or hubs that control smart devices and appliances. A hub is sometimes also referred to as a "smart hub", "gateway", "bridge", "controller", or "coordinator". The degree of automation and integration of devices into a single wireless network depends on the characteristics of the coordinator. To manage devices on the network, a gateway from the same manufacturer as the end devices is used. This creates some inconvenience. For example, you cannot use devices from different manufacturers on the same network. Management, setting parameters and work scenarios are not always convenient and implemented in detail. To simplify the management of such devices, a 2.4 GHz wireless network coordinator using the ZigBee protocol is used. This protocol is a wireless connection standard for smart home devices. In a network operating under such a protocol, if one connection is broken, a bypass route will be laid, and the signal will reach the recipient along a new path. In

this work, the printed circuit assembly of the product has been developed, the design of the parts of the device case has been carried out. The qualitative assessment of the obtained assembly of the coordinator is confirmed by the results of some simulations in modern computer-aided design systems.

Keywords: coordinator, wireless network, ZigBee, protocol, communication, grid, smart home, internet, cloud, data, server, simulation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для управления устройствами в сети обычно используется шлюз от того же производителя, что и конечные устройства. Это создает некоторые неудобства. Так, например, нельзя использовать в одной сети устройства от разных производителей; управление, настройка параметров и сценариев работы не всегда удобно и детально реализована. Чтобы упростить управление такими устройствами можно применять координатор ZigBee сети.

В статье подробно рассмотрен процесс проектирования координатора беспроводной сети, который позволит осуществлять объединение датчиков и устройств различных производителей «умного дома» в единую сеть. Функционально устройство позволит добавлять новые устройства в существующую сеть «умного дома», использовать компоненты системы для организации заранее записанных алгоритмов – «сценариев» работы [1,2].

Эксплуатационное назначение устройства – непрерывная и длительная работа. В случае выключения координатора, работа всех устройств в сети перестает быть систематизированной, и, следовательно, не могут выполняться сценарии и запланированные действия конечных устройств.

Неотъемлемым условием работы координатора является подключение к персональному компьютеру (ПК). При помощи ПК пользователь может задавать параметры работы устройства и осуществлять выход в интернет для синхронизации данных с «облаком» - удаленными серверами. ПК также должен быть постоянно включен для обеспечения доступа координатора в сеть интернет, поэтому для такой задачи оптимально использовать так называемые миниатюрные компьютеры (мини-ПК, домашние сервера) – устройства с малой вычислительной мощностью, ориентированные на непрерывную работу.

В ходе проектирования координатора рассмотрены следующие вопросы:

- принцип работы устройства;
- разработка конструкции устройства;
- технологичность будущего изделия;
- моделирование влияния теплового режима работы;
- моделирование ударной нагрузки на печатную плату;
- моделирование ударной нагрузки на детали корпуса устройства.

2. СТАНДАРТ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ ZIGBEE

Разрабатываемое устройство должно поддерживать работу по протоколу беспроводной связи ZigBee и IEEE 802.15.4. Архитектура протокола ZigBee разделена на уровни. Каждый уровень выполняет определенный набор услуг для уровня выше. Объект данных предоставляет услугу передачи данных, а объект управления предоставляет все остальные услуги. Каждый сервисный объект предоставляет интерфейс верхнему уровню через сервисные точки доступа (СТД), и каждая СТД поддерживает ряд сервисных примитивов.

Первый – это физический уровень (ФИЗ) и подуровень управления доступом к среде (ПДС). Альянс ZigBee основывается на этом фундаменте, предоставляя сетевой уровень и структуру для прикладного уровня. Структура прикладного уровня состоит из подуровня поддержки приложений (ППП) и отдельных устройств ZigBee (ОУ). Объекты приложений, определенные производителем, используют структуру и совместно используют ППП и безопасность с ОУ. IEEE 802.15.4 имеет два уровня ФИЗ, которые работают в двух отдельных частотных диапазонах: 868/915 МГц и 2,4 ГГц. Низкочастотный физический уровень охватывает как европейский диапазон 868 МГц, так и диапазон 915 МГц, используемый в таких странах, как США и Австралия. Более высокочастотный физический уровень используется практически во всем мире.

Координатор должен использовать частоту 2,4 ГГц. Диапазон 2,4 ГГц принят во всем мире и имеет высокую скорость передачи данных и большое количество каналов. По этим причинам разработка приемопередатчиков этого диапазона является популярным выбором для многих производителей.

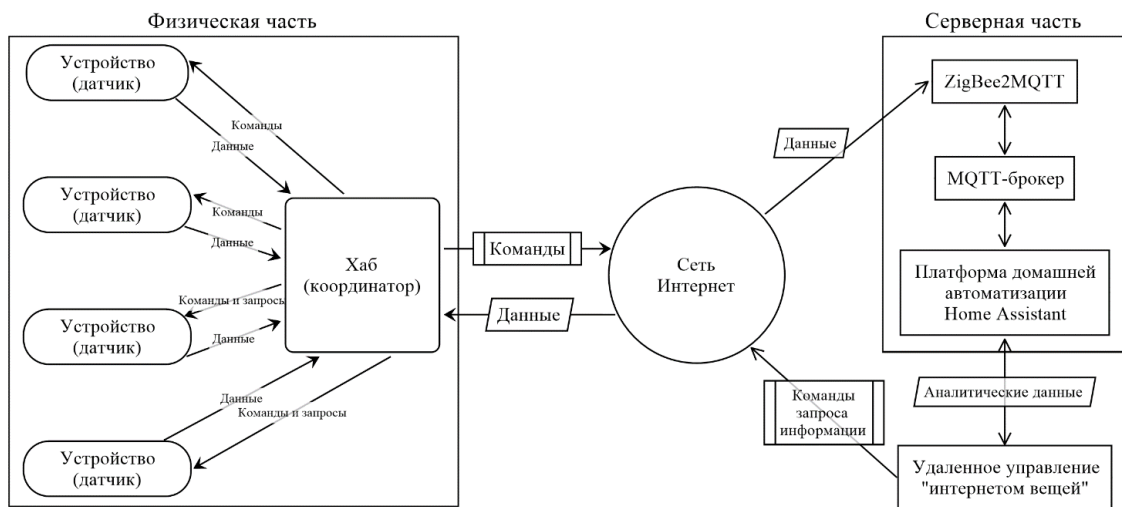


Рис. 1. Упрощенная блок-схема «интернета вещей» для предложенного координатора.

В IEEE 802.15.4 существует три типа модуляции: двоичная фазовая манипуляция (BPSK), амплитудная манипуляция (ASK) и квадратурная фазовая манипуляция со смещением (O-QPSK). В BPSK и O-QPSK цифровые данные находятся в фазе сигнала. В ASK, напротив, цифровые данные находятся в амплитуде сигнала. Все методы беспроводной связи в IEEE 802.15.4 используют преимущества методов расширения спектра прямой последовательностью (DSSS) или расширения спектра параллельной последовательностью (PSSS). DSSS и PSSS помогают повысить производительность приемников в среде с многолучевым распространением [3,4].

3. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ КООРДИНАТОРА

Координатор спроектирован в соответствии с современными требованиями к подобным устройствам: миниатюрные габаритные размеры устройства, современная элементная база, качество и надежность комплектующих изделия в целом. Также проанализирован и мировой рынок на наличие аналогов. В результате выявлены следующие вопросы, с которыми пришлось столкнуться в ходе разработки координатора:

-устройства-аналоги имеют высокую степень интеграции в основные системы «умного дома» за счет использования открытого к распространению предустановленного программного обеспечения (ПО);

-использование устройств-аналогов ограничено из-за отсутствия инструкций и технической документации на русском языке. Поэтому устройства класса «универсальный координатор» кажутся недостаточно простыми для неподготовленного пользователя;

-недостатком устройств-аналогов является малое максимальное количество одновременно подключаемых датчиков/устройств.

Схема координатора состоит из: основной микросхемы, подсистемы питания антенной части и разъема программатора. Схема представлена на рисунке 2.

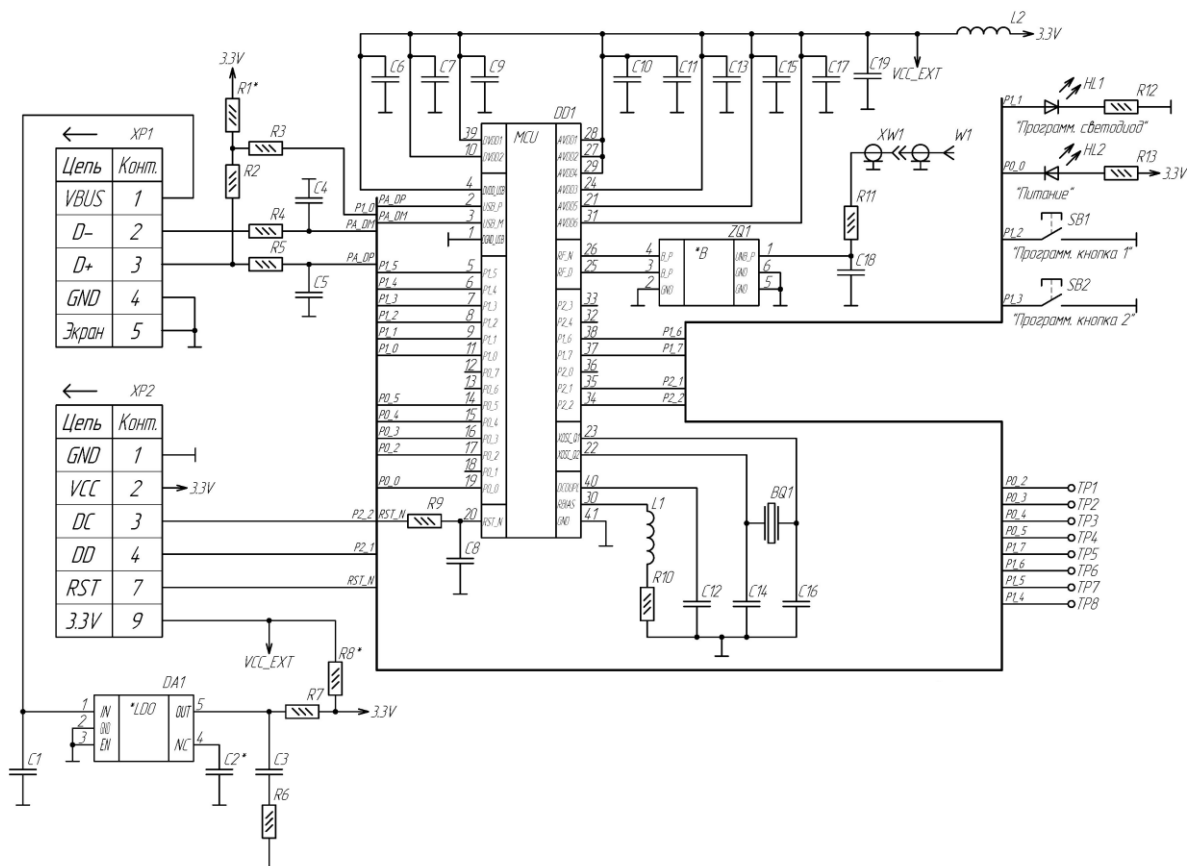


Рис. 2. Схема электрическая принципиальная координатора.

Пиковое энергопотребление основной микросхемы – системы на кристалле CC2531 составляет около 40 мА. С учетом всех компонентов схемы, можно принять общее потребление равным 50 мА. Напряжение питания CC2531 рекомендуется выбирать от 3 до 3,6 В. Схема работает от входного постоянного напряжения шины USB равного от 4,6 до 5,25 В.

Исходя из полученных значений потребления тока и входного напряжения, выберем для схемы регулятор напряжения на 3,3 В с малым падением напряжения DA1 TPS76933DBV и с максимальным непрерывным выходным током 100 мА. С учетом низкого энергопотребления все резисторы выбраны по мощности на 0,063 Вт, т.е. в корпусе SMD 0402. Допуск по сопротивлению составляет $\pm 5\%$. Керамические конденсаторы подобраны с максимальным напряжением от 25 В до 50 В и с допуском емкости $\pm 5\%$ и $\pm 10\%$. Конденсаторы в цепи питания емкостью 1 мкФ и 4,7 мкФ в корпусе SMD0603, а все остальные SMD0402. Светодиоды в схеме при нормальном режиме работы потребляют ток от 20 до 25 мА при напряжении питания 5 В. Катушки индуктивности применены для подавления наведенных помех и имеют пропускной ток в 0,25 Вт. Упакованы в корпуса SMD0402. Кварцевый резонатор BQ1 установлен в схему

для работы периферии, встроенной в CC2531, например, четырех таймеров. Его частота predeterminedлена в технической документации на основную микросхему и может быть равна 32 МГц. Также в схеме присутствует элемент согласования – высокочастотный фильтр ZQ1 в антенной части цепи. Для обмена информацией с внешним устройством и обновлением прошивки используется вилка XP1 USB A. А для отладки программного обеспечения (ПО) и программирования – 10-контактный разъем XP2. Внешняя штыревая антенна подключается к устройству через высокочастотный разъем SMA XW1.

Компоновка, трассировка печатного узла координатора представлена на рисунке 3.

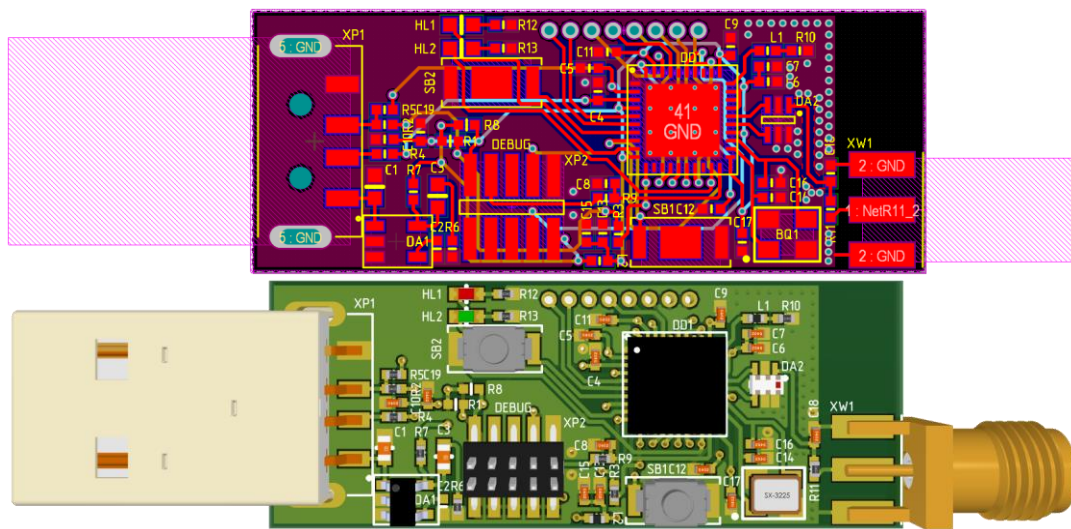


Рис. 3. Печатный узел координатора.

Наибольшее распространение для изготовления бытовых корпусов в электронной промышленности получил пластик. Он имеет хороший внешний вид, достаточно прочен для изготовления различных защелок и сохраняет свои свойства в широком диапазоне температур. Его можно использовать как основной материал для изготовления корпусных деталей.

Пластик, применяемый для изготовления корпуса – сополимер АБС-2020-31 рецептуры 901 ТУ 2214-019-00203521-96 черного цвета. Он выбран исходя из соотношения достаточно низкой цены и хороших физических свойств, таких как ударопрочность и высокий предел текучести при растяжении.

Изготавливается корпус литьем. Крепление выполнено на защелках, которые застегиваются за специальные выступы, сделанные в виде поднутрений. Такое соединение позволяет производить многократную легкую сборку и разборку, сократить количество расходных материалов.

Сборка корпусных конструкций начинается после их установки в заданное положение, проверки правильности установки. Сборка осуществляется в последовательности, соответствующей принятым технологическим процессам, которые разработаны на основании чертежей собираемых конструкций. Сначала печатная плата фиксируется на зажимы в основании корпуса. Затем крышка корпуса одевается и застегивается на фиксаторы в основании корпуса. В конце на высокочастотный разъем SMA накручивается штыревая антенна W1. Изделие в сборе показано на рисунке 4.

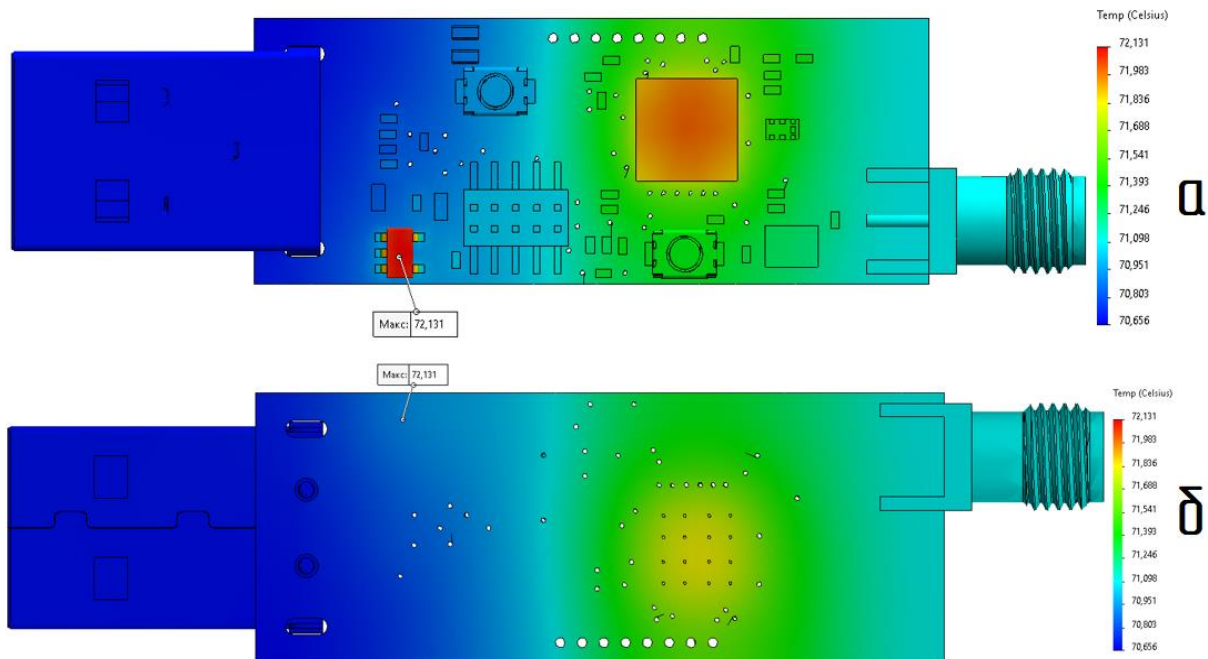


Рис. 4. Координатор беспроводной сети с подставкой.

4. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ТЕПЛООБМЕНА В ИЗДЕЛИИ

Программный пакет SolidWorks Flow Simulation дает возможность смоделировать процессы теплообмена с установкой исходных параметров.

Выполним моделирование работы с учетом следующих термодинамических параметров: температура внешней среды 70 °С, тепловой поток от поверхностей всех компонентов 2,5 Вт.



а – вид сверху; б – вид снизу.

Рис. 5. Процесс теплообмена.

Максимальная температура компонента – регулятора напряжения 72,13 °С. С учетом температуры окружающей среды в 70 °С, нагрев составил всего 2,13 °С. Исходя из этого, разработанная ПП имеет существенный запас по рассеиваемой мощности.

5. МОДЕЛИРОВАНИЕ УДАРНОЙ НАГРУЗКИ НА ПЕЧАТНУЮ ПЛАТУ

Для испытания на ударную нагрузку зададим следующие начальные параметры: высота свободного падения ПП составляет 2,5 метра, ускорение свободного падения 9,81 м/с, плоскость удара сориентирована на большую по длине боковую поверхность ПП. Тело перемещается в направлении силы тяжести в виде твердого тела до тех пор, пока не ударяется о жесткую плоскость. Программная среда SolidWorks определяет область удара на основании направления и скорости при ударе. На рисунках 9-11 представлены результаты моделирования при заданных параметрах.

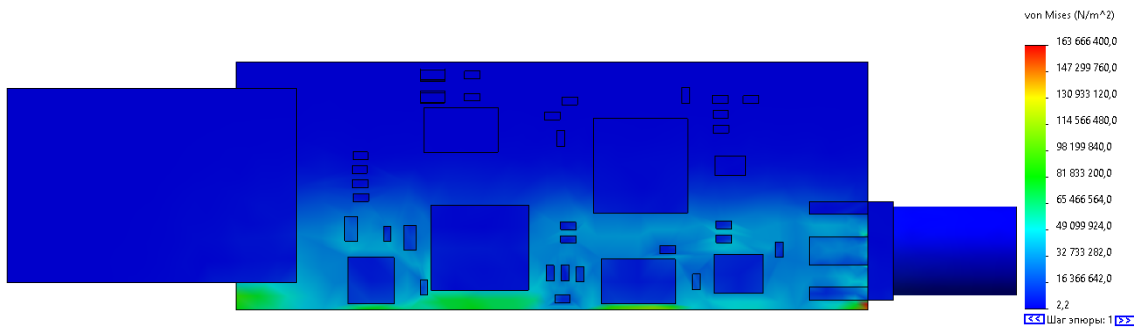


Рис. 6. Моделирование внутреннего напряжения.

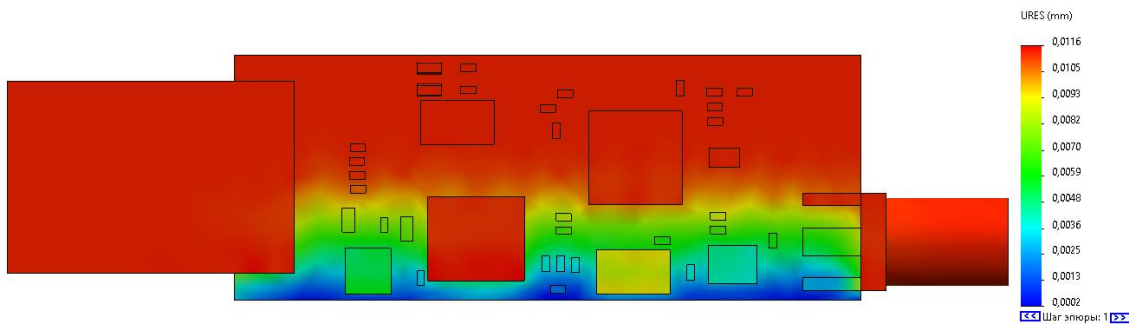


Рис. 7. Моделирование перемещения.

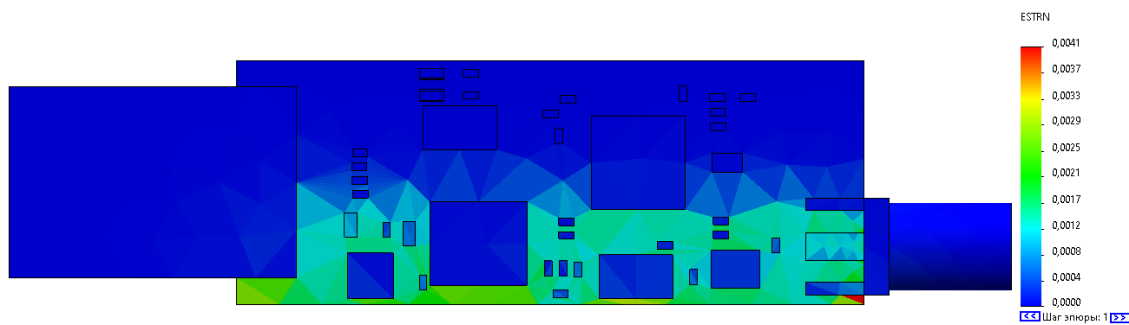


Рис. 8. Моделирование внутреннего напряжения.

Выбранные материалы и схема размещения элементов на ПП позволяют выдержать удар, получаемый при падении с высоты 2,5 м при свободном падении. Максимальное смещение компонентов на плате равняется 0,01 мм.

6. МОДЕЛИРОВАНИЕ УДАРНОЙ НАГРУЗКИ НА ДЕТАЛИ КОРПУСА

Для полной картины также рассмотрим моделирование ударной нагрузки на детали корпуса координатора. Начальные параметры моделирования не изменились: высота свободного падения 2,5 метра, ускорение свободного падения 9,81 м/с, плоскость удара ориентирована на большую по длине боковую поверхность тела.

Результаты приведены на рисунках 12, 13.

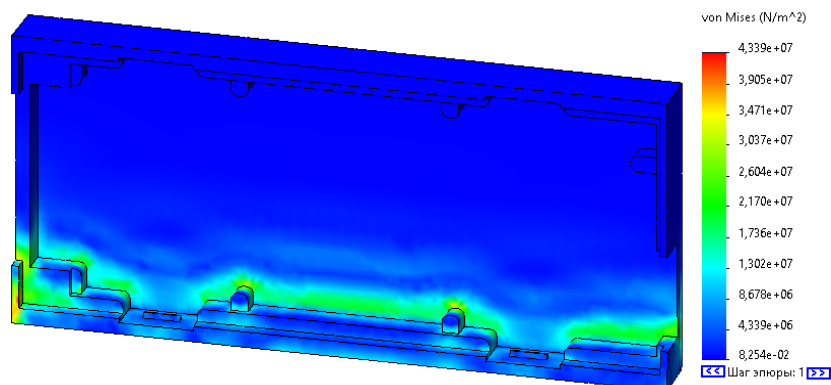


Рис. 9. Моделирование ударной нагрузки на основание корпуса.

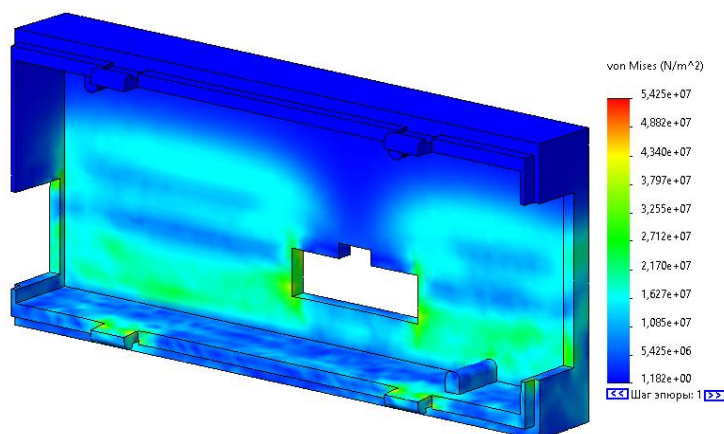


Рис. 10. Моделирование ударной нагрузки на крышку корпуса.

Для прогнозирования разрушения материала сравним максимальные напряжения с пределом текучести сополимера АБС пластика в 52 МН/м^2 . После сравнения с полученными данными, и в основании, и в крышке корпуса выявлены точки с критическими напряжениями. В них нагрузка превышает предел текучести, а, следовательно, при ударе возможно частичное разрушение пластика. Однако, большая часть площади деталей имеет нагрузки ниже предела текучести на всем протяжении времени моделирования удара.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Конструкторские и технологические особенности устройства показали правильность выбора инженерных решений и характеристик, примененных при его разработке.

Полученное устройство соответствует текущим тенденциям научно-технического развития, таким как миниатюризация и упрощение конструкции. В статье подробно рассмотрены конструкторские особенности будущего устройства. Также были рассмотрены вопросы качества и надежности комплектующих координатора: проведены

моделирования, в которых анализировались воздействия тепловых, механических нагрузок на детали изделия.

Элементная база соответствует современным требованиям к конструкции координатора – минимизация габаритных размеров устройства.

Координатор беспроводной сети, поддерживающий протокол ZigBee, отлично подходит для реализации проектов «умного дома»: пропускная способность и достоинства функционального узла изделия позволяют одновременно подключать несколько устройств, связывать их между собой и управлять ими. Разработка устройств, выполняющих функции управления беспроводной сетью, является перспективным направлением в науке, так как тенденция развития беспроводной связи на данный момент занимает лидирующее положение.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. В. Башкиров, А. В. Крисилов, В. В. Машин, Е. А. Рогозин. Анализ влияния помех и их частотного сдвига на прием сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией // Цифровая обработка сигналов и ее применение. DSPA - 2020: доклады на 22-ой Международной конференции, Москва, 14–15 апреля 2020 года. – Москва: Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2020. – с. 21-26.
2. А. В. Башкиров, С. Ю. Белецкая, Я. В. Скитский, А. Э. Привалова. Проблемы взаимодействия и совместимости систем "умный дом" с периферийными устройствами // Радиотехника. – 2019. – Т. 83. – № 6(8). – с. 113-116.
3. Wang C., Jiang T., Zhang Q. // ZigBee Network Protocols and Applications. - 1st Edition. - Auerbach Publications, 2014. - 378 с.
4. IEEE 802.15.4-2020 IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks / Standards IEEE URL: <https://standards.ieee.org/ieee/802.15.4/7029/> (дата обращения: 15.02.2023).

REFERENCES

1. A. V. Bashkirov, A. V. Krisilov, V. V. Mashin, and E. A. Rogozin. Analysis of the effect of interference and their frequency shift on the reception of signals with quadrature amplitude modulation // Digital signal processing and its application. DSPA - 2020: presentations at the 22nd International Conference, Moscow, April 14–15, 2020. - Moscow: Russian Scientific and Technical Society of Radio Engineering, Electronics and Communications. A.S. Popova, 2020. - p. 21-26.
2. A. V. Bashkirov, S. Yu. Beletskaya, Ya. V. Skitskii, and A. E. Privalova. Problems of Interaction and Compatibility of "Smart House" Systems with Peripheral Devices // Radio Engineering. - 2019. - T. 83. - No. 6 (8). - With. 113-116.
3. Wang C., Jiang T., Zhang Q. ZigBee Network Protocols and Applications. - 1st Edition. - Auerbach Publications, 2014. - 378 с.
4. IEEE 802.15.4-2020 IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks / Standards IEEE URL: <https://standards.ieee.org/ieee/802.15.4/7029/> (date of access: 15.02.2023).

Научное издание

**РАДИОЛОКАЦИЯ,
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ**

Сборник трудов

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

Т о м 1

Издано в редакции программного комитета

Подписано в печать 06.04.2023. Формат 60×84/16.
Усл. п. л. 25,9. Тираж 50 экз. Заказ 238

Издательский дом ВГУ
394018 Воронеж, пл. Ленина, 10
Отпечатано с готового оригинал-макета
в типографии Издательского дома ВГУ
394018 Воронеж, ул. Пушкинская, 3



Контакты для справок по работе конференции:

**Всю необходимую информацию
Вы можете найти на сайте конференции:
<https://rlnc.ru>**

**и в группе ВКонтакте:
<https://vk.com/rlncru>**

**e-mail конференции:
info@rlnc.ru**