



RLNC*2024

16 - 18 апреля 2024 г.

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

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

Т о м 1

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2024

УДК 621.37
ББК 32
P15

Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXX Междуна-
P15 дународной научно-технической конференции (г. Воронеж, 16–18
апреля 2024 г.) : в 5 т. / Воронежский государственный университет ;
АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2024.
ISBN 978-5-9273-3964-8

Т. 1. – 2024. – 470 с.
ISBN 978-5-9273-3965-5

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

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

УДК 621.37
ББК 32

ISBN 978-5-9273-3965-5 (т. 1)
ISBN 978-5-9273-3964-8

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

СОДЕРЖАНИЕ

Том 1

Пленарные доклады

НЕКОТОРЫЕ ЗНАЧИМЫЕ ДОСТИЖЕНИЯ РОССИЙСКИХ УЧЕНЫХ В ОБЛАСТИ
ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

А. А. Зацаринный.....1

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

В. И. Борисов10

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

А. А. Потапов.....19

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

СИГНАЛЫ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНОЙ ИНФОРМАЦИИ С НЕПРЕРЫВНОЙ ФАЗОЙ

А. В. Зюльков..... 48

АДАПТИВНАЯ ЦИФРОВАЯ КОРРЕКЦИЯ СИГНАЛА В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ
ДЛЯ ЛИНЕАРИЗАЦИИ АНАЛОГОВОГО РАДИОТРАКТА

Л. И. Аверина, В. А. Золотухин, В. Д. Шутов 54

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

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

АЛГОРИТМ ПОФРАГМЕНТНОЙ АВТОФОКУСИРОВКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ
ИЗОБРАЖЕНИЙ

И. А. Кузьмин 69

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

Л. И. Аверина, И. В. Завгородний, О. К. Каменцев 78

АЛГОРИТМЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ АДАПТИВНЫХ ЦИФРОВЫХ
КОРРЕКТОРОВ ДЛЯ ЛИНЕАРИЗАЦИИ АНАЛОГОВОГО ТРАКТА

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

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

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИСКУССТВЕННОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ ЭЭГ С ВОЛНОЙ P300 А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, А. А. Резниченко.....	175
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ЭЛАСТОГРАФИИ БИОТКАНЕЙ НА ОСНОВЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ПОПЕРЕЧНЫХ ВОЛН Д. А. Кравчук, А. И. Михралиева, Н. Н. Чернов.....	180
ИССЛЕДОВАНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ ТРУБ ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ Д. А. Кравчук, С. В. Лыков, А. В. Рязкин.....	184
К ВОПРОСУ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВРЕМЯ-ЧАСТОТНОГО СДВИГА ФКМ СИГНАЛА Д. Н. Ивлев, А. В. Ширкаев.....	189
КИБЕРАТАКИ И МЕТОДЫ БОРЬБЫ С НИМИ О. И. Воротий, Д. Д. Горобцов, Д. А. Моисеев, К. В. Яцук.....	196
КОМПЕНСАЦИЯ ФАЗОВЫХ ЗАДЕРЖЕК МНОГОКАНАЛЬНОГО АЦП Н. А. Семенов.....	202
МАТРИЧНАЯ ФОРМА ОПЕРАТОРА ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ФУНКЦИИ, ПРЕДСТАВЛЕННОЙ МОДИФИЦИРОВАННЫМ РЯДОМ КОТЕЛЬНИКОВА А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев, М. П. Сличенко.....	209
МАТРИЧНАЯ ФОРМА ОПЕРАТОРА ФИЛЬТРАЦИИ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ФУНКЦИИ, ПРЕДСТАВЛЕННОЙ МОДИФИЦИРОВАННЫМ РЯДОМ КОТЕЛЬНИКОВА А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев, М. П. Сличенко.....	212
МЕТОДИКА ДОСТАВКИ МНОГОПАКЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ ПО ДЕКАМЕТРОВЫМ КАНАЛАМ С ЗАДАННОЙ ОПЕРАТИВНОСТЬЮ И. В. Соколовский, О. И. Сорокин.....	216
МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО ЦИФРОВОГО ПРИЕМНИКА Б. В. Илларионов, Д. С. Малиев, В. В. Филоненко.....	221
МОДЕЛЬ ПРИМЕНЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ В ЦЕЛЯХ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ УГОЛОВНО - ИСПОЛНИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ А. В. Лубенцов, А. А. Ярцева.....	227

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

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ФИЛЬТРА СИГНАЛА С V-ОБРАЗНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

И. М. Гаврилов, М. О. Лихоманов, А. Р. Рюмшин, Р. И. Рюмшин 298

ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ПЕЛЕНГОВАНИЯ НЕМОНОИМПУЛЬСНЫМ ОБНАРУЖИТЕЛЕМ-ПЕЛЕНГАТОРОМ С АНТЕННОЙ СИСТЕМОЙ ПРОИЗВОЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ

И. С. Дмитриев, О. Н. Завалишина, М. П. Сличенко 307

ПРЕДСТАВЛЕНИЕ АЗИМУТАЛЬНО-УГЛОМЕСТНОЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ МОДИФИЦИРОВАННЫМ РЯДОМ КОТЕЛЬНИКОВА

А. Ю. Востров, И. С. Дмитриев, М. П. Сличенко 317

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРОСЕТЕВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В СИСТЕМАХ РАДИО- И РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ

Е. В. Кравцов, И. А. Сидоренко 325

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЗИЦИОННЫХ СИСТЕМ СЧИСЛЕНИЯ С ВЕКТОРНЫМ МОДУЛЕМ В СПЕКТРАЛЬНОЙ ТЕОРИИ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ НА КОНЕЧНЫХ ИНТЕРВАЛАХ

А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов 331

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ КЛАССОВ ВЫЧЕТОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ОТКАЗООУСТОЙЧИВОСТИ INVMIXCOLUMNS-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

И. А. Проворнов 334

ПРОБЛЕМЫ БЕЗОПАСНОСТИ В РАДИОСВЯЗИ И РАДИОЛОКАЦИИ. АУТЕНТИФИКАЦИЯ И ШИФРОВАНИЕ ДАННЫХ В РАДИОСИСТЕМАХ

Н. А. Бабин, М. В. Григорьев, Д. А. Иванов 339

РАЗРАБОТКА И ОБУЧЕНИЕ МОДЕЛИ НЕЙРОСЕТИ ВЫЯВЛЯЮЩЕЙ ВЫЗВАННЫЕ ПОТЕНЦИАЛЫ МОЗГА ДЛЯ АСИНХРОННЫХ НЕЙРОИНТЕРФЕЙСОВ «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР»

А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, Н. А. Летов 344

СИСТЕМА РЕГИСТРАЦИИ, ОБРАБОТКИ И АНАЛИЗА ТУРБУЛЕНТНОСТИ СЕРДЕЧНОГО РИТМА ПОСЛЕ ПОДАВЛЕНИЯ ШУМА НА ОСНОВЕ КАРДИОДАТЧИКА HEARTURATCH

Д. В. Журавлёв, Я. Ю. Шестакова 351

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

Том 2

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

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

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

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОЦЕНКИ ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ РАЗРЫВНОГО РАДИОИМПУЛЬСА И НЕТОЧНО ИЗВЕСТНОЙ ФОРМОЙ ОГИБАЮЩЕЙ

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

ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА РАДИОСИГНАЛОВ

В. К. Ключко 20

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

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

Г. Л. Павлов, А. Ю. Перов, В. Б. Сучков 29

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

В. Н. Верещагин, Ю. Э. Корчагин 39

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

М. В. Доскалов..... 50

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

М. В. Доскалов, И. А. Ковтун..... 54

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

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

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

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

СЕГМЕНТАЦИЯ МЕДИЦИНСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДОВ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ

Н. А. Андриянов, Д. И. Веселов75

СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ РАСПОЗНАВАНИЯ И ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

А. Ю. Петрова, А. С. Пуятин, А. В. Сезин.....81

Секция 3. Системы связи и передачи данных. Мобильная связь.

Спутниковые системы связи и передачи информации.

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

С. В. Овсянников84

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ФОРМИРОВАНИЯ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ВЫБРАННЫХ КРИТЕРИЕВ

Т. В. Аветисян, И. Я. Львович, Я. Е. Львович, А. П. Преображенский, Ю. П. Преображенский91

АППРОКСИМАЦИЯ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОЦЕССА ОБСЛУЖИВАНИЯ МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ТРАФИКА НА ОСНОВЕ ЛОГНОРМАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ

В. А. Зизевский, С. М. Одоевский, М. И. Рафальская.....96

ВЛИЯНИЕ ИНТЕРВАЛА ОЦЕНКИ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПЕРЕДАЧИ КАНАЛА НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА СИГНАЛОВ В РАДИОКАНАЛАХ МІМО

Н. В. Карпенко, Н. В. Киселев, В. Е. Тоискин, В. А. Цимбал106

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПО РАДИОКАНАЛУ С УЧЕТОМ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЗЛОУМЫШЛЕННИКА

Г. С. Мартюшев, Д. С. Махов, А. В. Шумбар115

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ФНЧ ПЕРЕДАТЧИКА РЕЧИ НА БИТОВУЮ ОШИБКУ ПРИЕМА И ЭКВИВАЛЕНТНОЕ ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/ШУМ

А. С. Марков120

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ТЕРМИНАЛОВ ОСНОД САМОЛЁТОВ ОПЕРАТИВНО-ТАКТИЧЕСКОЙ АВИАЦИИ ПРИ СОВМЕСТНОМ ФУНКЦИОНИРОВАНИИ НЕСКОЛЬКИХ ГРУПП АБОНЕНТОВ В ОБЩЕЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ

А. А. Мухопадов, А. В. Нестеров.....130

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

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

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

ФОРМИРОВАНИЕ МЕТРИКИ СВЕТОВОГО ПУТИ В СОВРЕМЕННЫХ ОПТИЧЕСКИХ СЕТЯХ СВЯЗИ

А. П. Бойко352

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

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

Р. П. Краснов..... 358

АНАЛИЗ СИГНАЛА ЛАЗЕРНОЙ ЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С ЦЕЛЬЮ КЛАССИФИКАЦИИ И РАСПОЗНАВАНИЯ ОБЪЕКТОВ

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

МАКЕТ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ИСКАЖЕНИЙ КАДРА СКАНИРОВАНИЯ

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

ПРИМЕНЕНИЕ ОПТОАКУСТИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ КРОВИ

Д. А. Кравчук375

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕНДЕНЦИИ ИЗМЕРЕНИЯ ГЛЮКОЗЫ В КРОВИ IN-VIVO.

Д. А. Кравчук, А. С. Остриков380

УВЕЛИЧЕНИЕ ВРЕМЕНИ РАБОТЫ ЛАЗЕРНОЙ УСТАНОВКИ МОНИТОРИНГА ЗАГРЯЗНЕНИЙ АКВАТОРИЙ ВОДОЕМОВ МИКРОПЛАСТИКОМ

В. А. Алексеев, М. Р. Зарипов383

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

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

Д. К. Проскурин.....391

АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ МОДЕЛЕЙ ДВИЖЕНИЯ МАНЕВРЕННЫХ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ В РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМАХ

Н. С. Чичкин.....395

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

Том 3

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

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

РАЗРЕШЕНИЕ ДВУХ ТОЧЕЧНЫХ ИСТОЧНИКОВ СИГНАЛА В СИСТЕМЕ С ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ А. А. Монаков.....	67
РАССЕЯНИЕ ПЛОСКОЙ НЕГАРМОНИЧЕСКОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ НА ИМПЕДАНСНОМ КЛИНЕ А. Ф. Крячко, А. И. Тюрина.....	75
РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИЗА ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ ТРАЕКТОРИЙ А. С. Солонар, В. А. Кондратёнок, А. А. Михалковский, А. С. Храменков.....	84
СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ДИАГРАММ ОБРАТНОГО ВТОРИЧНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С. М. Костромицкий, Д. С. Нефёдов, А. С. Храменков, В. Г. Чигряй.....	92
ЦИФРОВЫЕ ДВОЙНИКИ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ И РАСЧЕТА ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЯНИЯ ОБЪЕКТОВ Е. С. Емельянов, А. О. Кирьянов.....	100

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

АДАПТИВНЫЙ МЕТОД ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В НЕРЕГУЛЯРНОМ ВОЛНОВОДЕ В. М. Кузькин, Н. В. Ладыкин, А. С. Переселков, С. А. Переселков, П. В. Рыбьянец.....	109
АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТА ПО ДАННЫМ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ МЭМС-МОДУЛЕЙ НА ОСНОВЕ ВЫЯВЛЕНИЯ ХАРАКТЕРНЫХ УЧАСТКОВ ЕГО ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ТРАЕКТОРИИ О. О. Лободина.....	114
ВЛИЯНИЕ ИМИТИРУЮЩИХ ПОМЕХ НА ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ВОС-СИГНАЛОВ П. Д. Коратаев, В. В. Неровный, П. С. Облов.....	124
ВОЗМОЖНОСТЬ ОЦЕНКИ ГЛУБИНЫ ИСТОЧНИКА ЗВУКА В МЕЛКОВОДНОМ ВОЛНОВОДЕ С. А. Переселков, П. В. Рыбьянец, С. А. Ткаченко, В. М. Кузькин, А. С. Переселков.....	134
ИССЛЕДОВАНИЕ СТРУКТУРНО-ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ НА ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ В. Б. Васильчук, В. В. Неровный, Д. В. Степанов, Т. Ю. Урывская.....	142

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

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

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

ВЛИЯНИЕ ГАУССОВСКИХ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ СРЕДНЕЙ ЧАСТОТЫ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Т. Т. Доан, П. А. Трифионов290

МОДЕЛЬ ГЕНЕРАТОРА С ИЗМЕНЯЕМОЙ ФОРМОЙ СКИ

А. М. Бобрешов, А. С. Величкина, А. Е. Елфимов, Г. К. Усков298

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

А. М. Бобрешов, А. А. Кононов, К. В. Смусева, Г. К. Усков303

СОВРЕМЕННЫЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ

А. Ю. Петрова, А. С. Путятин, А. В. Сезин314

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

М. А. Назаров, Э. В. Семенов317

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

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

Д. К. Проскурин323

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

А. А. Волков330

АНТЕННА ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ С ЧАСТОТНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ БЕЗ ЭФФЕКТА НОРМАЛИ

А. В. Останков, Е. Г. Хрипунов, А. Ю. Чернышев336

АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ЧАСТОТНЫМ РАЗНЕСЕНИЕМ

А. Я. Авраменко, В. Ю. Волков346

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

Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин, В. А. Пендюрин, К. С. Сафонов357

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

Том 4

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

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

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

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

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

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

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

Том 5

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

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

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

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

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

СИНТЕЗ СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ ДЛЯ ОДНОВРЕМЕННОЙ РАБОТЫ ДВУХ ПРИЕМО-ПЕРЕДАТЧИКОВ НА ОДНУ АНТЕННУ

И. А. Зиборов, А. В. Луканов, Т. Ф. Чаусова282

СПОСОБ ОБУЧЕНИЯ АЛГОРИТМА ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО ТИПА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО АНТЕННО-СОГЛАСУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

И. А. Зиборов287

СТРУКТУРА МЕТОДИКИ ОПТИМИЗАЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРВИЧНОЙ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ СОЕДИНЕНИЯ УСЛОВИЯМ ЕЕ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

В. В. Кизилов, И. А. Ковтун294

УСКОРЕНИЕ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА В СИНТЕЗАТОРЕ ЧАСТОТ С КОЛЬЦОМ ФАПЧ С ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ ПОСТОЯННЫМИ ВРЕМЕНИ ПЕТЛЕВОГО ФИЛЬТРА

А. В. Леншин, С. А. Попов, В. Н. Тихомиров, Н. М. Тихомиров.....298

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

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ СОБЫТИЯМИ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ПО ОБНАРУЖЕНИЮ ВРЕДНОСНОЙ АКТИВНОСТИ В СООТВЕТСТВИИ С БАЗОЙ ЗНАНИЙ О ТАКТИКАХ И ТЕХНИКАХ ЗЛОУМЫШЛЕННИКОВ MITRE ATT&CK

В. В. Алексеев, А. Д. Анисимов, А. А. Брюханов308

АНАЛИЗ УПРАВЛЕНИЯ АВИАЦИОННЫМИ ПРОТИВООБЛЕДЕНИТЕЛЬНЫМИ СИСТЕМАМИ

А. В. Мефедов, А. И. Хахин, М. С. Шишкин.....318

АСИНХРОННЫЙ ИНТЕРФЕЙС «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР» ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ И КОМПЛЕКСАМИ

А. Н. Голубинский, Д. В. Журавлёв, А. А. Резниченко323

ВОПРОСЫ ПРИМЕНЕНИЯ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ВОЙСКАМИ

Д. В. Канаев, Р. В. Лесной, В. П. Хоборова.....327

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НЕЧЕТКОГО ЛОГИЧЕСКОГО ВЫВОДА ПРИ ОПТИМИЗАЦИИ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ИНТЕРОПЕРАБЕЛЬНОСТИ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СИСТЕМ

В. А. Дроговоз.....334

НЕЙРОСЕТЕВОЙ ПОДХОД К ЧАСТОТНОМУ ПЛАНИРОВАНИЮ В СЛОЖНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ОБЪЕКТАХ

А. Н. Голубинский, М. С. Данилов, М. Н. Данильченко, А. А. Тарабанько344

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

НЕКОТОРЫЕ ЗНАЧИМЫЕ ДОСТИЖЕНИЯ РОССИЙСКИХ УЧЕНЫХ В ОБЛАСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

А.А. Зацаринный¹

¹Федеральный исследовательский центр «Информатика и управление» Российской академии наук (ФИЦ ИУ РАН), Москва, Россия, alex250451@mail.ru

Аннотация. Статья посвящена 300-летию образования Российской академии наук (РАН). Рассмотрены некоторые факты из истории создания РАН. Показаны наиболее значимые достижения российских ученых в области создания и развития информационных технологий и систем. Особое внимание уделено положительному опыту в создании и развитии автоматизированных систем в интересах органов государственного и военного управления. Дан краткий анализ современного состояния российской науки. Показаны меры, направленные на повышение роли и значимости научных исследований.

Ключевые слова: Российская академия наук, научные исследования, информационные технологии, информационные системы, автоматизированные системы управления.

SOME SIGNIFICANT ACHIEVEMENTS OF RUSSIAN SCIENTISTS IN THE FIELD OF INFORMATION TECHNOLOGY

A.A.Zatsarinnyy¹

¹Federal Research Center «Computer and Control» of the Russian Academy of Sciences (FRC CSC RAS), Moscow, Russian Federation, alex250451@mail.ru

Abstract. The article is devoted to the 300th anniversary of the formation of the Russian Academy of Sciences (RAS). Some facts from the history of the creation of the RAS are considered. The most significant achievements of Russian scientists in the field of creation and development of information technologies and systems are shown. Special attention is paid to the positive experience in the creation and development of automated systems in the interests of state and military administration. A brief analysis of the current state of Russian science is given. The measures aimed at increasing the role and importance of scientific research are shown.

Keywords: Russian Academy of Sciences, scientific research, information technology, information systems, automated control systems

1. ВВЕДЕНИЕ

Важнейшими событиями нынешнего года явились 300-летие создания Российской академии наук [1] и утверждение Президентом России новой Стратегии научно-технологического развития Российской Федерации [2]. Примечательно, что Стратегия была разработана в соответствии с поручением Президента на заседании Совета по науке и образованию 8 февраля 2023 г. [3].

В Стратегии определены цель и основные задачи научно-технологического развития Российской Федерации. Уточнены приоритеты развития, их стало девять. Важно, что первый приоритет, определяющий, по существу, процессы цифровой трансформации, остался без изменений. Это - переход к передовым технологиям создания высокотехнологичной продукции, основанным на применении интеллектуальных решений, включая технологии искусственного интеллекта [2].

В Послании Президента Федеральному собранию 28 февраля 2024 г. [4] отмечено, что в условиях масштабных экономических и финансовых санкций Запада против России обеспечено устойчивое состояние экономики и системы управления. Вместо ожидавшегося спада в 2023 году российская экономика показала рост (по разным оценкам - на 2,5-3,0 %) и вышла на пятое место в мире [5]. При этом немаловажную роль сыграли процессы, связанные с интенсивным развитием информационных технологий [6].

В Стратегии в той или иной степени нашли отражение пути разрешения трех ключевых проблем цифровой трансформации [7,8]. Так, указано на повышение качества методологии обоснования стратегического целеполагания. Обозначен ряд мер по повышению роли и значимости научных исследований.

В настоящей статье в свете 300-летия РАН рассматриваются наиболее значимые достижения российских ученых в развитии информационных систем и технологий.

2. 300 ЛЕТ РАН. НЕКОТОРЫЕ ФАКТЫ

В этом году вся страна отмечает 300-летие создания Российской академии наук (РАН). Три столетия назад, 8 февраля 1724 г. (28 января по старому стилю) Сенат опубликовал указ об учреждении «Академии, или Социетета художеств и наук» [1,10]. Создание РАН – инициатива Петра I.

Идея создать академию сформировалась у Петра в ходе его поездок в Европу, где он посещал университеты и научные академии. Огромное влияние на Петра оказал выдающийся немецкий ученый Готфрид Лейбниц.

Вместе с тем, Петр понимал, что академию необходимо создавать с учетом российской специфики: уровня научных знаний и образования населения, огромной территории России, ее географических и климатических условий. Еще до официального открытия академии наук император стал активно разрабатывать элементы будущей инфраструктуры: обеспечил доступ к своей библиотеке, организовал в 1714 году публичный музей — Кунсткамеру [11].

Во Франции Петр побывал в Сорбонне, Академии письменности и словесности и принял участие в заседании Королевской академии наук. В 1720 году его избрали почетным членом этой академии за участие в составлении детальной карты Каспийского моря и его побережья.

Первым президентом академии наук стал лейб-медик Лаврентий Блюментрост — значимая для Петра Первого фигура [12].

В России практически не было своих ученых, отсутствовало высшее образование. И поэтому в первые годы в состав РАН вошли такие выдающиеся ученые, как французский астроном Жозеф-Николя Делиль, швейцарский физик и математик Даниил Бернулли, немецкий историк Готлиб Байер, великий математик Леонард Эйлер. Всего в 1725 году в Россию прибыли 16 учёных. Интересно, что почти все они были молоды, средний возраст составлял всего 30 лет. Уже спустя годы академия наук подготовила российских академиков С.К. Котельникова, И.И. Лепехина, В.М. Севергина и др. [10-12].

В 1746 году избирается первый русский президент Академии наук – граф Кирилл Разумовский, а директором академии была назначена княгиня Екатерина Дашкова, известный общественный деятель, писательница и педагог.

Академия наук стала родоначальницей всей системы научной деятельности в стране. Благодаря первым членам академии в России появились обсерватории, музеи, исследовательские лаборатории и университет.

Главными направлениями исследований были выбраны три основных класса: математический, физический и гуманитарный. В распоряжении ученых были коллекции Кунсткамеры, Анатомический театр, Географический департамент, Астрономическая обсерватория, Минералогический кабинет и Ботанический сад. В первые десятилетия в

академии зарождались основы для развития горного дела, металлургии и других значимых для государства отраслей промышленности.

Проводились крупные исследовательские экспедиции по освоению природных ресурсов России. Благодаря этим работам уже в 1745 г. ученые создали первую карту страны — «Атлас российский».

В 1736 году, спустя 12 лет после основания РАН, известный французский физик Дорту де Меран высоко оценил деятельность академии: «Петербургская академия со времени своего рождения поднялась на выдающуюся высоту науки, до которой академии Парижская и Лондонская добрались только за 60 лет упорного труда» [13].

Так, дело Петра Первого запустило процесс просвещения российского государства, а академия наук стала главным научным учреждением страны. За почти 300-летнюю историю академия не раз переживала потрясения, в том числе политические изменения — она существовала в Российской империи, Советском Союзе и современной России.

Важно, что ни революционные волны 1917 года, ни кровопролитная гражданская война, ни масштабная интервенция, ни коренные преобразования политической системы не привели к ликвидации Академии наук в нашей стране.

После февральской революции Императорская Санкт-Петербургская академия наук по решению Общего собрания учёных стала называться Российской академией наук (РАН), впервые был введён принцип выборности руководства: первым президентом РАН, избранным в мае 1917 года, стал выдающийся ученый-геолог А.П. Карпинский.

В 1925 году Академия была провозглашена «высшим всесоюзным учёным учреждением» и получила название АН СССР. Ученые Академии наук своими достижениями сделали огромный вклад в развитие промышленности, производства, культуры, образования, многих социальных процессов, а также информационных технологий. Ниже рассмотрены основные достижения ученых в этой области.

3. ПРОРЫВНЫЕ НАУЧНЫЕ ДОСТИЖЕНИЯ В ОБЛАСТИ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И СИСТЕМ

Говоря о достижениях в области информационных технологий, необходимо упомянуть прежде всего два, которые по праву относятся к прорывным.

Первое - открытие радио А.С. Поповым (1859 - 1905), которое явилось основой и мощным стимулом развития беспроводной связи. Александр Степанович - выдающийся русский физик и электротехник, первый российский радиотехник, основатель радиотехнической научной школы, профессор, изобретатель в области радиосвязи, почётный инженер-электрик [14].

Второе - теорема временных отсчетов, которую доказал в 1932 году молодой ученый Владимир Александрович Котельников. Эта теорема реально стала фундаментальной основой цифровизации, позволившей создавать цифровые устройства различного назначения. В последующем В.А. Котельников много десятилетий плодотворно трудился в Академии наук и достиг выдающихся результатов в области радиофизики, радиотехники, электроники, информатики, радиоастрономии и криптографии. В годы Великой Отечественной войны разработал алгоритмы шифрования, реализованные в защищенной линии связи для Ставки ВГК. Основатель Научного Совета при Президиуме Академии наук «Радиофизические методы исследования морей и океанов» (1978), которым бессменно руководил до 2005 г. Один из основателей Академии криптографии РФ (1992) [15].

Сегодня, когда широко применяются импортные средства вычислительной техники, необходимо вспомнить, что советская наука имела выдающиеся достижения в области разработки электронно-вычислительных машин. Так, 4 декабря 1948 г. Госкомитет Совета министров СССР выдал авторское свидетельство на изобретение

«Автоматической цифровой вычислительной машины» сотрудникам Энергетического института Академии наук СССР (ЭНИИ) член-корреспонденту И.С. Бруку и инженеру Б.И. Рамееву [16]. Этот документ официально зафиксировал начало развития нового направления компьютерных наук – создание универсальных высокопроизводительных электронных вычислительных машин. День регистрации изобретения - 4 декабря, с 1998 г. отмечается в научном сообществе как День российской информатики [17].

В 1950-1951 гг. в ЭНИИ АН СССР коллектив молодых научных сотрудников и инженеров под руководством И.С. Брука разработал малогабаритная электронная автоматическая цифровая машина АЦВМ М-1. Она явилась одной из двух первых в стране ЭВМ наряду с машиной МЭСМ, которую создал в Киеве коллектив лаборатории вычислительной техники Института электротехники АН Украины под руководством академика С.А. Лебедева [18]. Сегодня правопреемник ЭНИИ - ИНЭУМ, разработчик семейства отечественных ЭВМ «Эльбрус», носит звание имени И.С. Брука.

Наша страна обладает огромным положительным опытом создания крупных автоматизированных систем управления (АСУ) в интересах государственного и военного управления, который был основан на фундаментальных научных результатах отечественных ученых [19, 20].

У истоков создания таких систем всегда стояли советские и российские ученые, как правило, члены Академии наук: Минц А.Л., Берг А.И., Расплетин А.А., Котельников В.А., Харкевич А.А., Глушков В.М., Савин А.И., Семенихин В.С., Наумов Б.Н., Мизин И.А., Соколов И.А. и др.

Прежде всего необходимо отметить бесценный вклад советских ученых в создание системы стратегического сдерживания, которая включала ядерное и термоядерное оружие (академики И.В. Курчатов, Ю.Б. Харитон и др.), водородную бомбу (академик Ю.Д. Сахаров), баллистические ракеты дальнего действия (академик С.П. Королев).

Концептуальный замысел создания АСУ государством на основе объединения всех ЭВМ в единую национальную сеть вычислительных центров для решения народнохозяйственных (в мирное время) и оборонных (при возникновении военных действий) задач в конце 50-х г.г. обосновал доктор технических наук А.И. Китов А.И., заместитель начальника Вычислительного центра № 1 Минобороны СССР, автор первой в нашей стране статьи о кибернетике (1955 г.) [21] и первой монографии по вычислительной технике (1956) [22]. Его идеи обогнали свое время и начали частично реализовываться только спустя 10-20 лет [23].

В 60-е г.г. инициатором и идеологом разработки Общегосударственной автоматизированной системы учета и обработки информации (ОГАС) для автоматизированного управления экономикой СССР выступил академик В.М. Глушков, автор известных трудов в области математики, кибернетики и вычислительной техники, руководитель разработки первой в СССР персональной ЭВМ «Мир-1» (1966) [24]. Создание ОГАС давало уникальную возможность объединить информационную и телекоммуникационную структуру в стране в единую систему, которая позволила бы на новом научно-техническом уровне решать вопросы развития экономики, образования, здравоохранения, экологии. Сейчас ясно, что неприятие ОГАС было стратегической ошибкой не только руководства страны, но и научного сообщества, которое не оказало должной поддержки инициативе В.М. Глушкова [20].

В начале 60-х г.г. академик А.А. Харкевич (основатель и первый директор Института проблем передачи информации Академии наук СССР) в теоретическом плане обосновал идею создания единой сети связи страны на основе организационно-технического объединения сетей связи и предсказал направления приоритетного развития цифровых методов обработки, передачи и коммутации информации на единых принципах [25]. В 1963 году вышло постановление ЦК КПСС и Совета Министров СССР

о создании Единой автоматизированной сети связи (ЕАСС) страны. Однако работы по созданию ЕАСС на протяжении нескольких десятилетий не дали ощутимых результатов.

Очевидно, что и общество в целом не созрело для таких систем как АСУ государством, ЕАСС и ОГАС. С другой стороны, следует отметить, что советские ученые А.И. Китов, А.А. Харкевич и В.М. Глушков, по существу, создали методологический задел для развития современных информационных систем [19,20].

Особое место заняли работы по созданию автоматизированных систем управления (АСУ) в интересах Вооруженных Сил, а также органов государственного управления [19,20]. Так, первой территориально распределенной автоматизированной системой явилась разработанная в 60-х гг. прошлого столетия АСБУ РВ СН. Главный конструктор этой системы доктор технических наук, профессор Ленинградского политехнического института Т.Н. Соколов был удостоен высокого звания Герой Социалистического труда [26].

В середине 60-х гг. прошлого столетия был поставлен комплекс работ по решению крупной государственной задачи - создание межвидовой многофункциональной АСУ ВС в стратегическом звене, включая ядерное оружие ВВС и ВМФ. Возглавил эти работы директор НИИ автоматической аппаратуры будущий академик В.С. Семенихин и руководил ими почти четверть века (1967-1990) [27,28,29]. Большой вклад сделали военные НИИ, которые выполняли научные исследования по обоснованию перспективных направлений развития и основных оперативно-технических требований к АСУ [19,20,29]. Академик Семенихин В.С. создал научную школу, яркими представителями которой явились академик И.А. Мизин, член-корреспонденты П.А. Агаджанов, Н.Я. Матюхин, доктора наук М.С. Логинов, Ю.П. Лещенко, В.Н. Березин, Г.К. Храмушин, А.М. Растрелин, В.В. Кузнецов, Г.А. Оганян и др. [19,28].

АСУ Вооруженных Сил, созданная в период 60-80-х гг. прошлого столетия, до настоящего времени является образцом комплексного научно обоснованного подхода к разработке и внедрению крупной территориально распределенной системы.

4. СОСТОЯНИЕ РОССИЙСКОЙ НАУКИ СЕГОДНЯ

Состояние российской науки в период с 2010 по 2023 гг. согласно [30] 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%).

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 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.

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 большую часть финансирования науки осуществляют крупные коммерческие компании. Они обладают правом на интеллектуальную собственность и поэтому имеют прямую заинтересованность в эффективном внедрении научных результатов.

Вместе с тем, отметим целый ряд позитивных перемен.

На торжественном заседании в Государственном Кремлевском дворце, посвященном 300-летию РАН, Президент В.В. Путин обозначил ряд государственных мер по существенному расширению функций РАН [9]. Так, РАН теперь получит под свое руководство Высшую аттестационную комиссию, Российский центр научной информации, издательство «Наука», а также функцию экспертизы учебников. Планируется существенно увеличить финансирование научных исследований (в два раза

к 2030 году). В этом году в два раза увеличены стипендии членам РАН. В Северной столице создано Санкт-Петербургское отделение РАН.

Отметим Росатом, в котором в 2023 году запущена автоматизированная система «Цифровая наука», обеспечивающая максимально автоматизировать процессы обеспечения научной деятельности госкорпорации [31]. Система позволит улучшить планирование и контроль за результатами инновационной деятельности «Росатома».

Итоги очередного XXIV Всероссийского конкурса «Инженер года-2023», проведенного Российским союзом научных и инженерных общественных объединений (РОСНИО) при участии Академии инженерных наук имени А.М.Прохорова, позволяют констатировать повышение привлекательности труда инженеров в нашей стране, особенно со стороны молодежи. В конкурсе по 51 номинации приняли участие около 70 тысяч человек из 59 регионов России: от Калининграда до Сахалина, от Мурманска до Крыма [32]. Лауреатами конкурса «Инженер года» стали 416 участников, в том числе 280 – по версии «Профессиональные инженеры» и 136 – по версии «Инженерное искусство молодых».

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Перед российской наукой сегодня стоят амбициозные задачи по научному обоснованию:

- интенсивных процессов социально-экономического развития России, включая целеполагание, мониторинг и контроль состояния, анализ и прогнозирование развития ситуаций, поддержка принятия стратегических решений, планирование, реализацию принятых решений, а также информационное взаимодействие, включая межведомственное;

- фундаментальных основ для создания доверенных программно-аппаратных средств для обеспечения условий разработки отечественных информационных, вычислительных и телекоммуникационных комплексов;

- условий для безопасного внедрения технологий искусственного интеллекта.

- организационно-технических условий обеспечения комплексной безопасности, включая информационную, функциональную и системную безопасность.

Ключевая задача – подготовка высокопрофессиональных кадров, соответствующих современному уровню.

Руководством страны принимается комплекс мер по повышению престижа и стимулированию научной деятельности.

ЛИТЕРАТУРА

1. 300-летие РАН: К истории российской науки. 5.02.2024
2. <https://sakhallife.ru/300-letie-ran-k-istorii-rossijskoj-nauki/>
3. О Стратегии научно-технологического развития Российской Федерации. Утверждена Указом Президента РФ от 28.02.2024 г. № 145, <http://publication.pravo.gov.ru/document/0001202402280003?ysclid=ltjwa4m3to687779932>
4. Заседание Совета по науке и образованию 8 февраля 2023 г. Москва, Кремль <http://www.kremlin.ru/events/president/transcripts/deliberations/70473>
5. Послание Президента Федеральному собранию, 24 февраля 2024 г., <https://dzen.ru/a/ZeBJ3dty9GeXcthO2>
6. 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.

7. Зацаринный А.А., Сучков А.П. Информационное взаимодействие в распределённых системах ситуационного управления // М.: ТОРУС ПРЕСС, 2021. 268 с.: ил.,
8. С. Запесоцкий. РАН в канун нового взлёта. - ГАЗЕТА «СОЛИДАРНОСТЬ», 27.02.2024 <https://scientificrussia.ru/articles/rossijskaa-akademia-nauk-v-kanun-novogo-vzleta-clen-korrespondent-ran-as-zapesockij-centralnaa-profsouznaa-gazeta-solidarnost>
9. Всемирный банк включил Россию в топ-5 экономик мира впереди Германии и всей Европы <https://www.dp.ru/a/2023/08/04/vsemirnij-bank-vkljuchil-rossiju>
10. Итоги 2023 года для ИТ-рынка России: главные тренды и прогнозы на 2024. КРОК, 13 дек 2023 <https://habr.com/ru/companies/croc/news/780442/>
11. 300-летие РАН. Информация с портала «Научная Россия» <https://scientificrussia.ru/>
12. Петербургская Кунсткамера XVIII века: музей и наука/ Ghjuekrb gj jcnhjde vepttd/ том 63. №3, <https://scfh.ru/papers/peterburgskaya-kunstkamera-xviii-veka-muzej-i-nauka/?ysclid=ltk1q0ot3d786197618>
13. Академия наук в истории Российского государства / Ю.С. Осипов. - Москва: Наука, 1999. – 204с.:ил.,
7<https://search.rsl.ru/ru/record/01000636833?ysclid=ltk1m1xrcc80702322>
14. 300 лет Академии наук: как Россия стала научной сверхдержавой <https://russkiymir.ru/publications/322425/?ysclid=ltk1xobqxt256508809>
15. Александр Попов: изобретение радио, биография. <https://nashural.ru/culture/ural-characters/aleksandr-stepanovich-popov/?ysclid=ltk1kb2ggj89853989719>
16. В.А. Котельников. Судьба, охватившая век. – в 2 т. Т.1. Воспоминания коллег.- М.:ФИЗМАТЛИТ, 2011. – 312 с.
17. Брук Исаак Семенович. <https://bigenc.ru/c/bruk-isaak-semionovich-52033b?ysclid=ltk1b4ilaqo89450032>
18. В России День информатики.
https://my.mail.ru/community/good_on_russia/multipost/b31b000016ded009.html
19. Советская вычислительная школа Сергея Лебедева <https://habr.com/ru/companies/ua-hosting/articles/388169/>
20. Соколов, И.А., Зацаринный А.А. Отечественная наука для государственного и военного управления. - В кн. «Оборонная наука – экономике России», М.: изд. Издательский дом «Оружие и технологии», с. 40-49.
21. Зацаринный, А. А. Система обмена данными: люди, события, факты. – М.: ТОРУС ПРЕСС, 2021. – 516 с.
22. Соболев С.Л., Китов А.И., Ляпунов А.А. Основные черты кибернетики // Вопросы философии, 1955.– № 4.– С. 136–148.
23. Китов А.И. Электронные цифровые машины. М.: Советское радио, 1956.– 358 с.
24. Анатолий Иванович Китов / Под редакцией В. В. Шилова и В. А. Китова. – Москва: МАКС Пресс, 2020. – 688 с., 64 отд. с. цв. ил. ISBN 978-5-317-06344-3
<https://doi.org/10.29003/m871.kitov>
25. Сети ЭВМ. Под ред. В.М. Глушкова. – М.: Связь, 1977, 280 с.
26. А.А.Харкевич. Информация и техника.-Журнал «Коммунист»,№12, 1962 г.
27. К истории становления «ядерной кнопки» России. СПб.: Изд-во СПб ГПУ, Санкт-Петербург, 2003, 488 с.
28. Система жизни академика В. С. Семенихина. К 100-летию со дня рождения. - Москва: АО "НИИАА", 2018. ISBN 978-5-86983-823-0: НИИАА
29. Автоматизация управления. Наш путь. К 50-летию НИИ автоматической аппаратуры им. акад. В.С. Семенихина. – М: НИИАА, 2006 -210 с.
30. И.А. Мизин – ученый, конструктор, человек», под ред. академика Соколова И.А., ИПИ РАН, 2010, 320 с.

31. Наука. Технологии. Инновации: 2024: краткий статистический сборник / В. В. Власова, Л. М. Гохберг, К. А. Дитковский и др.; Нац. исслед. ун-т «Высшая школа экономики». – М. : ИСИЭЗ ВШЭ, 2024. – 104 с. – 350 экз.
32. «Росатом» разработал и внедрил систему для автоматизации науки.
<https://dzen.ru/a/ZcxpxjioHwztJQhB>
33. Объявлены победители конкурса «Инженер года — 2023»
<https://www.mirq.ru/news/2024/obyavleny-pobediteli-konkursa-inzhener-goda-2023/>

REFERENCES

1. 300th anniversary of the Russian Academy of Sciences: On the history of Russian science. 5.02.2024 <https://sakhalfе.ru/300-letie-ran-k-istorii-rossijskoj-nauki/>
2. On the Strategy of scientific and technological development of the Russian Federation. Approved by Decree of the President of the Russian Federation No. 145 dated 02/28/2024, <http://publication.pravo.gov.ru/document/0001202402280003?ysclid=ltjwa4m3to687779932>
3. Meeting of the Council for Science and Education on February 8, 2023, Moscow, Kremlin <http://www.kremlin.ru/events/president/transcripts/deliberations/70473>
4. President's Message to the Federal Assembly, February 24, 2024, <https://dzen.ru/a/ZeBJ3dty9GeXcthO2>
5. The world Bank has included Russia in the top 5 economies in the world, ahead of Germany and all of Europe <https://www.dp.ru/a/2023/08/04/vsemirnij-bank-vkljuchil-rossiju>
6. Results of 2023 for the Russian OT market: the main trends and forecasts for 2024. CROC, Dec 13, 2023 <https://habr.com/ru/companies/croc/news/780442/>
7. Zatsarinny A.A. Methodological aspects of strategic goal setting in the context of Russia's digital transformation // Report at the Twelfth International Conference "Managing the Development of large-scale MLSD systems" 2019. Moscow, October 1-3, 2019.
8. Zatsarinny A.A., Suchkov A.P. Information interaction in distributed situational management systems // Moscow: TORUS PRESS, 2021. 268 p.: ill.
9. S. Zapesotsky. RAN on the eve of a new takeoff. - SOLIDARITY NEWSPAPER, 02/27/2024 <https://scientificrussia.ru/articles/rossijskaa-akademia-nauk-v-kanun-novogo-vzleta-clen-korrespondent-ran-as-zapesockij-centralnaa-profsouznnaa-gazeta-solidarnost>
10. 300th anniversary of the Russian Academy of Sciences. Information from the portal "Scientific Russia" <https://scientificrussia.ru/>
11. The St. Petersburg Kunstkammer of the XVIII century museum and science/ Walking on the island of museums/ volume 63. No.3, <https://scfh.ru/papers/peterburgskaya-kunstkamera-xviii-veka-muzey-i-nauka/?ysclid=ltk1q0ot3d786197618>
12. The Academy of Sciences in the History of the Russian State / Yu.S. Osipov. - Moscow: Nauka, 1999. – 204s.:ill., <https://search.rsl.ru/ru/record/01000636833?ysclid=ltk1m1xrcc80702322>
13. 300 years of the Academy of Sciences: how Russia became a scientific superpower <https://ruskiimir.ru/publications/322425/?ysclid=ltk1xo6qxt256508809>
14. Alexander Popov: the invention of radio, biography. <https://nashural.ru/culture/ural-characters/aleksandr-stepanovich-popov/?ysclid=ltk1kb2ggj89853989719>
15. V.A. Kotelnikov. A fate that has engulfed the century. – in 2 vols. Vol.1. Memoirs of colleagues. - M.:FIZMATLIT, 2011. – 312 p.
16. Brook Isaac Semyonovich. <https://bigenc.ru/c/bruk-isaak-semionovich-52033b?ysclid=ltk1kb4ilaqo89450032>
17. It's Computer Science Day in Russia https://my.mail.ru/community/good_on_russia/multipost/b31b000016ded009.html

18. Sergei Lebedev Soviet Computing School
19. <https://habr.com/ru/companies/ua-hosting/articles/388169/>
20. Sokolov, I.A., Zatsarinny A.A. Domestic science for state and military administration. - In the book. "Defense science – the economy of Russia", Moscow: ed. Publishing House "Weapons and Technologies", pp. 40-49.
21. Zatsarinny, A. A. Data exchange system: people, events, facts. – M.: TORUS PRESS, 2021. – 516 p.
22. Sobolev S.L., Kitov A.I., Lyapunov A.A. The main features of cybernetics // Questions of philosophy, 1955.– No. 4.– pp. 136-148.
23. Kitov A.I. Electronic digital machines. M.: Soviet Radio, 1956.– 358 p.
24. Anatoly Ivanovich Kitov / Edited by V. V. Shilov and V. A. Kitov. – Moscow: MAKS Press, 2020. – 688 p., 64 ed., color. ill. ISBN 978-5-317-06344-3
<https://doi.org/10.29003/m871.kitov>
25. Computer networks. Edited by V.M. Glushkov. – M.: Svyaz, 1977, 280 p.
26. A.A.Harkevich. Information and technology.- The Communist magazine, No. 12, 1962
27. On the history of the formation of the "nuclear button" of Russia. St. Petersburg: Publishing House of St. Petersburg GPU, St. Petersburg, 2003, 488 p.
28. The system of life of academician V. S. Semenikhin. For the 100th anniversary of his birth. - Moscow: JSC NIIAA, 2018. ISBN 978-5-86983-823-0: NIIAA
29. Automation of management. Our way. To the 50th anniversary of the Research Institute of Automatic Equipment named after Academician V.S. Semenikhin. – M: NIIAA, 2006 - 210 p.
30. I.A. Mizin – scientist, designer, man, ed. Academician Sokolova I.A., IPI RAS, 2010, 320 p.
31. Science. Technologies. Innovations: 2024: a brief statistical collection / V. V. Vlasova, L. M. Gokhberg, K. A. Ditkovsky, etc.; National research. Higher School of Economics Univ.– Moscow : ISIEZ HSE, 2024. – 104 p. – 350 copies.
32. Rosatom has developed and implemented a system for science automation.
<https://dzen.ru/a/ZcpxjioHwztJQhB>
33. The winners of the "Engineer of the Year — 2023" competition have been announced
<https://www.mirq.ru/news/2024/obyavleny-pobediteli-konkursa-inzhener-goda-2023/>

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

В. И. Борисов

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Проведен анализ основных направлений развития науки и инновационных технологий, которые могут оказать существенное влияние на развитие техники или содействовать появлению новых технических возможностей в конфликтных ситуациях. Проведена оценка развития автоматизированных систем управления при переходе от платфоцентрического управления к сетецентрическому. Показана целесообразность перехода от линейной экономики к циклической (программно-определяемое радио, аддитивные технологии и т.д.) в целях экономии материалов при производстве.

Ключевые слова: сетецентризм, синергетический эффект, когнитивное радио, программно-определяемое радио (ПОР), искусственный интеллект.

THE MAIN DIRECTIONS OF SUSTAINABLE DEVELOPMENT OF ENTERPRISES RADIO-ELECTRONIC COMPLEX IN 2020–2030

V. I. Borisov

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. Analysis of main directions of scientific and innovation technologies advancement, which may have a significant impact on technological expansion or facilitate the emergence of new technical feasibilities in conflict situations, is conducted. Assessment of the automated control systems development in the transition from platform-centric to network-centric control is conducted. Advisability of the transition from linear to cyclical economy (software-defined radio, additive technologies, etc.) to save materials in production is presented.

Keywords: network centrism, synergetic effect, cognitive radio, software-defined radio (SDR), artificial intelligence.

1. ВВЕДЕНИЕ

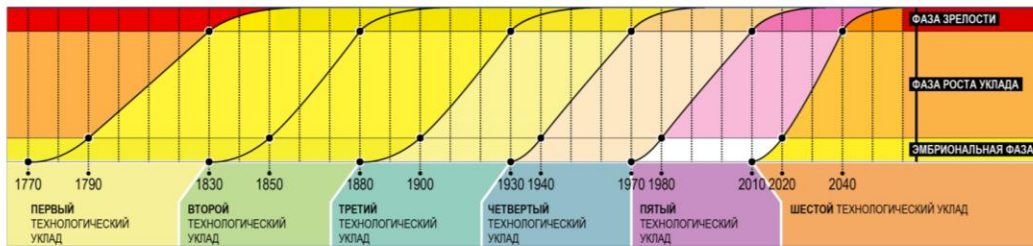
В развитии человеческого общества выделяют три эпохи: аграрную, промышленную и информационную.

Развитие промышленности и информационных технологий включает в себя шесть технологических укладов, пять из которых определяют развитие промышленности, а шестой уклад определяет развитие информационных технологий (рис. 1).

По классификации академика РАН С.Ю. Глазьева технологическое развитие с 1880 по 1930 годы определялось третьим укладом, главными технологическими достижениями которого стали электродвигатель, электротехническое и тяжелое машиностроение. В рамках четвертого уклада ключевую роль играли такие отрасли как автомобиле- и тракторостроение, цветная металлургия, производство товаров длительного пользования, стратегические материалы, органическая химия, добыча и переработка нефти.

Технологический уклад – это набор технологий, соответствующих данному этапу исторического развития.

6 ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ УКЛАДОВ



«Каменный век закончился не потому, что закончились камни! А просто пришли новые технологии».

В.В. Путин

- 4 технологический уклад: массовое производство; тяжелое машиностроение; большая химия;
 5 технологический уклад: компьютеры, малотоннажная химия, телекоммуникации; электроника; социальные, когнитивные (когно), биологические (био), информационные и нанотехнологии (нано)
 6 технологический уклад: SCBIN (socio-, cognito-, bio-, info-, nano- technology)

Рис. 1. Технологические уклады

С 1970–1980 годов экономику стран лидеров определяет пятый технологический уклад. К числу ведущих отраслей относится электронная промышленность, телекоммуникации и вычислительная техника (рис. 2) [1].

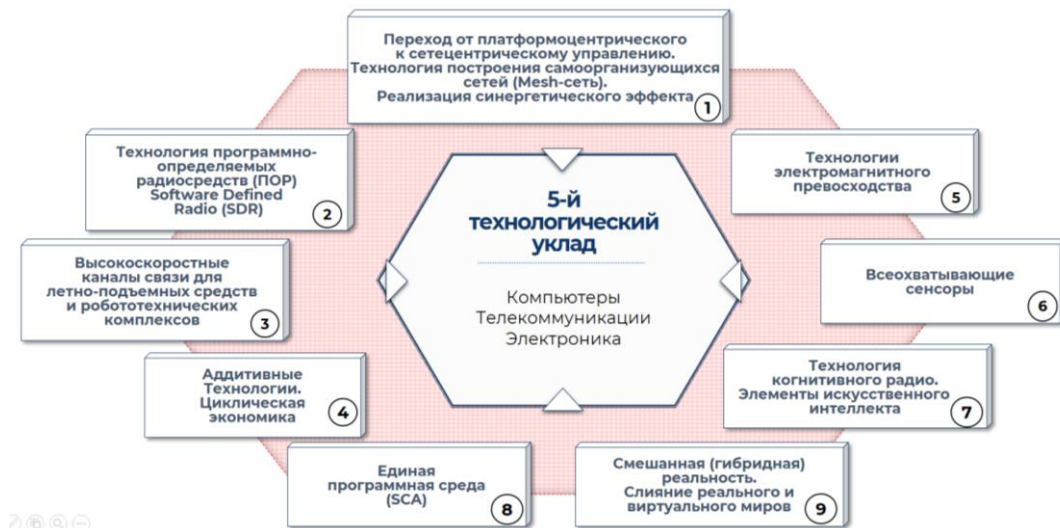


Рис. 2. Технологическая платформа развития

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

С целью преодоления кризиса, поразившего мировую экономику на конференции ООН по окружающей среде развития в 1992 году в Рио-де-Жанейро, посвященной научному обоснованию перехода к устойчивому развитию, было дано определение понятия устойчивого развития:

«Устойчивое развитие – это такое развитие, которое удовлетворяет потребности настоящего времени, но не ставит под угрозу способность будущих поколений удовлетворять свои собственные потребности».

В мире существует три глобальных лидера в военно-промышленной сфере технологического развития: Россия, Китай и США. Начало XXI века все три страны встретили, находясь на разных стадиях эволюционного цикла технологического развития. США находились на вершине могущества. Китай стремительно набирал темп, уделяя особое внимание развитию высоких технологий. Россия только начала выходить из зоны политико-экономической турбулентности.

К концу второго десятилетия XXI века тройка лидеров сформировалась окончательно. США всё ещё лидирует по многим позициям. Китай вплотную приблизился к США, а в некоторых ключевых направлениях даже вырвался вперёд (например, в ноябре 2019 года Министерство науки и технологий Китая объявило о начале разработки в стране шестого поколения мобильной связи – 6G). Россия, сохраняя значительное отставание в гражданских технологиях, стала мировым лидером в технологическом развитии оборонной сферы, значительно обогнав по некоторым направлениям США.

Дальнейшее развитие информационных технологий будет осуществляться в рамках национальной программы «Цифровая экономика Российской Федерации» утверждённой на заседании Правительственной комиссии по использованию информационных технологий для улучшения качества жизни 18 декабря 2017 года. В качестве основной технологии мобильной связи в этом плане мероприятий определена технология 5G.

Ведущие европейские державы (Великобритания, Германия) обнародовали свои стратегии внедрения и развития 5G на ближайшие 5–10 лет. В них технологиям 5G также определяется роль лидера технологии. Анализ позиции Европейского союза по проекту 5G показывает, что ЕС придаёт этому первостепенное значение, рассматривая 5G как локомотив развития телекоммуникаций, который призван обеспечить: технологическое лидерство Европы на мировом телеком-рынке; создание новых рабочих мест в телеком-отрасли.

Анализ опубликованных результатов тестирования оборудования 5G показывает, что усилия разработчиков направлены главным образом на освоение миллиметрового диапазона волн для мобильной связи (это и есть E-диапазон).

В основу построения технологической платформы заложен переход от платформоцентрического к сетевому управлению [2–4]. Особенности платформоцентрического управления являются достижение превосходства над противником за счёт постоянно увеличивающейся мощности основных средств (самый большой самолёт, самая мощная ракета, самая мощная подводная лодка) и стабильными иерархическими системами передачи информации между командными инстанциями. Иерархическое управление обуславливает движение основных потоков «сверху – вниз» и «снизу – вверх». То есть обмен осуществляется по вертикали между верхними и нижними этажами структуры (стволовой принцип). Равные по рангу подсистемы обмениваются информацией через объединяющий их вышестоящий орган. Этот процесс требует большого времени, и это обусловило переход к сетевому управлению.

«Сетевое управление» строится на интеграции разнообразных вычислительных информационно-телекоммуникационных ресурсов в единую информационную среду, что предопределяет формирование принципиально новой концепции боевых действий, получивших название «Сетевое управление – сетевые войны».

Концепция «Сетевое управление – сетевые войны» появилась в конце 90-х годов и получила обозначение C5I – Command, Control, Communications, Computers, Intelligence and Combat Systems. Здесь к стандартной концепции C4I добавляется один элемент «С» – боевые системы [5]. Таким образом, концепция C5I рассматривает боевые системы как своеобразные устройства, подключенные к единой сети.

В зависимости от выбора сетевой архитектуры и её типа такими устройствами могут быть корабли, самолёты, различные средства поражения, средства управления, связи, разведки и наблюдения, группа военнослужащих или отдельные солдаты, а также комбинации и тех, и других.

В этом случае возможности боевых формирований определяются не столько индивидуальными тактико-техническими характеристиками ВВТ, сколько возможностями всей группы подключенных к сети средств. В этом собственно и проявляется синергетический эффект. Военный синергизм – это эффект от совместного действия объединённых в сеть средств вооружённой борьбы, который по совокупному результату превышает сумму эффектов тех же средств по отдельности.

Суть сетецентрической войны заключается в достижении успеха в вооружённой борьбе не за счёт преимущества в численности и огневой мощи, а в результате превосходства в информационных возможностях и применения воинских формирований на основе сетецентрических структур. Эти формирования, рассредоточенные на значительных расстояниях и представляющие различные рода и виды войск благодаря широкому использованию информационно-телекоммуникационных технологий будут способны вести действия, находясь на значительном расстоянии друг от друга.

Сетевая архитектура в условиях сетецентрических конфликтов в настоящее время реализуется за счет применения радиосредств широкополосного доступа со скоростями передачи 11 и 54 Мбит/с. Зона доступности сети составляет 20x20 км. В связи с увеличивающейся маневренностью сил и средств зона доступности должна соответственно составлять 50x50 км и 100x100 км. Для обеспечения доступности сети в этих зонах предполагается поднять с помощью БПЛА на высоту 1–1,5 км радиосредства широкополосного доступа.

Достаточно значимой технологией проектирования автоматизированных систем управления и связи является технология когнитивного радио. Само понятие когнитивный означает свойство радиосредства или сети связи, выражающееся в способности автономно и динамически изменять свою топологию, корректировать эксплуатационные параметры, перераспределять сетевые ресурсы в соответствии с ранее накопленными знаниями о состоянии сети и политиках обслуживания пользователей. Когнитивные сети обеспечивают автоматическое принятие решений об изменении технических характеристик и поддерживают механизмы машинного обучения для обеспечения наиболее целесообразных решений при подготовке, поддержке и завершении сеансов связи пользователем. Следует отметить, что когнитивное радио в таблице мировых технологий занимает четвертое место: первые три связаны со здоровьем человека, а четвертое – это когнитивное радио.

Когнитивные технологии по реализуемым функциям, по нашему мнению, можно отнести к элементам искусственного интеллекта. В кратком толковании под искусственным интеллектом понимают способность вычислительной машины за счет роста вычислительной возможности и большей доступности Больших данных обладать способностями человека к обучению, рассуждениям, планированию и действиям в сложном киберфизическом пространстве. Суть термина искусственный интеллект более полно раскрывает термин интеллектуальные компьютерные технологии, которые усиливают и расширяют интеллектуальные и функциональные возможности человека.

Программно-определяемые радиосредства, в которых предусмотрена возможность изменения рабочего диапазона, типа модуляции и ряда других параметров программным путем, позволяют обеспечивать совместимость различных стандартов и технологий, нацеленных на разные приложения, что позволяет создавать унифицированные многофункциональные беспроводные терминалы. Для операторов и провайдеров ПОР это возможность быстрого и относительно экономичного запуска новых сервисов (для этого нет необходимости приобретать новое оборудование – меняется только программное обеспечение).

Замена аналоговых схем на цифровые позволяет на порядок сократить габариты, уменьшить стоимость, в отдельных случаях повысить избирательность приёмных устройств по соседнему каналу на 40–50 дБ. На рис. 3 приведен пример, характеризующий преимущества технологии программно-определяемого радио.



Рис. 3. Преимущества технологии программно-определяемого радио

К технологиям электромагнитного превосходства при ведении действий в конфликтных ситуациях относятся (рис. 4):

- создание широкодиапазонных радиосредств;
- освоение новых диапазонов частот: 71–76 ГГц; 81–86 ГГц; 900–3000 ГГц;
- реализация предельной скорости передачи информации по эфиру (≈ 20 Гбит/сек);
- использование широкополосных шумоподобных сигналов;
- реализация предельного быстродействия режима ППРЧ, исключающего возможность разведки средствами противника;
- создание средств радиоэлектронной борьбы с системами разведки противника.

Наименование технологий



Рис. 4. Технологии электромагнитного превосходства

Считается, что современный кризис обусловлен линейной экономикой, в основе которой лежит планирование постоянного роста производства и потребления. Начиная с 1980 года потребление человечества превышало возможности планеты, на рубеже XXI века этот разрыв составил уже $\approx 20\%$. Экспертами доказано, что при современных (существующих) условиях производства на изготовленную продукцию и детали расходуется всего 2% материалов, сырья, добытых из-под земли, остальные 98% идут в отвал. Именно эти обстоятельства привели к неустойчивому развитию общества.

В сложившихся условиях необходим переход к циклической экономике, при которой планируется экономия расхода материалов.

Под всеохватывающей сенсорикой понимается способность на расстоянии обнаруживать и отслеживать любой объект или явление. В настоящее время при эксплуатации автоматизированных систем управления и связи применяются:

- сейсмические датчики;
- акустические датчики;
- магнитные датчики;
- инфракрасные датчики;
- молекулярные датчики крутильных колебаний;
- гетеромагнитные датчики.

Данные от датчиков различных физических полей позволяют получить информацию о внешней среде и объектах на значительных расстояниях. Увеличение номенклатуры датчиков позволит повысить надежность обнаружения и расширяет диапазон классификации объектов и их характеристик (вес, направление движения, обнаружение металлических предметов в экипировке и др.).

К числу будущих достижений сенсорных технологий относятся:

- возможность обнаруживать и отслеживать запуск баллистических ракет по всему земному шару;
- мониторинг жизненного цикла вооружения, позволяющего максимальное использование дорогостоящих материальных ресурсов;
- мониторинг физиологического и психического состояния человека для максимального использования человеческих возможностей за счет большей осведомленности о его здоровье и готовности к действиям;
- создание квантовых сенсоров, как отдельного направления развития квантовых технологий.

Квантовое зондирование сделает невидимое видимым, позволит видеть через стены или глубоко под землей.

По итогам заседания Правительственной Комиссии по использованию информационных технологий утверждён план мероприятий по направлению «Информационная инфраструктура» программы «Цифровая экономика Российской Федерации». В качестве основной технологии мобильной связи в этом плане определена технология 5G.

Ведущие европейские державы (Великобритания, Германия) обнародовали свои стратегии внедрения и развития технологии 5G на ближайшие 5–10 лет. В них технологиям 5G также определяется роль лидера технологического развития и технологий цифровой трансформации. Анализ позиции Европейского союза по проекту 5G показывает, что ЕС придаёт этому первостепенное значение, рассматривая 5G как локомотив развития телекоммуникаций, который призван обеспечить:

- технологическое лидерство Европы на мировом телеком-рынке;
- создание новых рабочих мест в телеком-отрасли.

Анализ опубликованных результатов тестирования оборудования 5G показывает, что усиления разработчиков направлены главным образом на освоение миллиметрового диапазона длин волн для мобильной связи (8 и 4 мм).

АО «Концерн «Созвездие» приступил к созданию беспроводных систем связи в четырёхмиллиметровом диапазоне волн (Е-диапазоне). Е-диапазон состоит из двух частотных полос 71–76 и 81–86 ГГц. Использование Е-диапазона позволит реализовать экстремальные характеристики систем 5G (рис. 5). Завершение освоения технологий 5G планируется в 2028–2030 годы и специалисты должны приступить к разработке технологии сети 6G (рис. 6) [6].

Параметры 5G	Характеристики 5G
Пиковая скорость передачи данных	20 Гбит/с в линии вниз; 10 Гбит/с в линии вверх
Пиковая спектральная эффективность	30 бит/с/Гц в линии вниз; 15 бит/с/Гц в линии вверх
Ширина полосы частотного канала	До 1 ГГц (в линии вниз и в линии вверх)
Задержка в плоскости управления	10 мс
Время прерывания мобильности	0 мс, т.е. отсутствует
Надежность	99,999% для режима URLLC
Покрытие	Бюджет линии вверх должен совпадать с бюджетом LTE при тех же потерях
Максимальная плотность соединяемых абонентских устройств (User Equipment, UE)	До 1 млн на 1 кв. км
Максимальная скорость перемещения абонентов	500 км/ч

Рис. 5. Экстремальные характеристики системы 5G

Сеть 6G должна значительно улучшить ключевые показатели по сравнению с предшественниками. Исходя из опыта обновления предыдущих поколений мобильной связи, можно ожидать, что ключевые показатели 6G увеличатся в 10–100 раз по сравнению с 5G. Наши предложения схематически показаны на рис. 6.

$$6G = 5G \times (10 \div 100).$$



Рис. 6. Ключевые показатели сети 6G

Основные направления развития циклической экономики:

- Разрабатывать и производить аппаратуру на основе программно-определяемого радио (ПОР) (цифровизация на основе СБИС высокой степени интеграции). Рост степени интеграции ЭКБ наряду с повышением быстродействия приводит к снижению потребляемой мощности, уменьшению габаритов радиооборудования и снижению его стоимости. Это позволяет реализовать негласный телекоммуникационный закон: рост функциональных свойств радиооборудования не должен приводить к росту цен.

- Внедрение аддитивных технологий.

- Роботизация производства радиооборудования. Примеры: сложное производство мобильных телефонов на одном из китайских заводов роботизировано на 90%. Это будущее, и в этой части мы пока не в лидерах, имея в среднем 2 робота на 10 тыс. исполнителей (это в среднем для всей промышленности), в Южной Корее – 500, в Китае этот показатель составляет 50.

- Внедрение ряда других технологий: «Не надо ремонтировать то, что не сломалось; не изготавливать то, что можно починить; не отправлять на переработку то,

что можно восстановить; шире использовать логистические и транспортные императивы: делать все, что можно, на месте во избежание длительной перевозки составных частей».

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящее время технологическое пространство мобильных сетей в мире состоит из сетей второго 2G, третьего 3G и четвертого поколения 4G или LTE. С 2022 года начинается переход на пятое поколение 5G, что становится главной тенденцией развития мобильных телекоммуникаций на ближайшее десятилетие. Это связано прежде всего с их статусом сквозной технологии в инфраструктуре будущей цифровой экономики мира, в том числе Российской Федерации.

Для достижения цели: «Войти в число пяти экономик передовых стран» необходимо к 2030 году увеличить объем реализации продукции АО «Концерн «Созвездие» до ≈ 120 млрд. руб. в год. Из них 60 млрд. руб. реализация ВВСТ ≈ 20 млрд. руб. экспортные поставки. Реализация объемов работ в 40 млрд. руб. в год будет осуществляться за счет производства профессиональной мобильной связи стандарта DMR, системы связи в миллиметровом диапазоне волн (8 мм, 4 мм) и «Системы комплексной безопасности заданных периметров охраняемых территорий...».

По выполняемым функциям «Системы комплексной безопасности заданных периметров...» можно отнести к индустриальному интернету вещей.

На рис. 7, 8 приведен рыночный потенциал сегментов профессиональной мобильной связи и индустриального интернета вещей. Специалистам по маркетингу предстоит определить порядок и сроки обеспечение потребителей средствами профессиональной мобильной связи и индустриального интернета вещей.



Рис. 7. Рыночный потенциал сегмента профессиональной мобильной радиосвязи



Рис. 8. Рыночный потенциал сегмента индустриального интернета вещей

ЛИТЕРАТУРА

1. 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.
2. Клир Дж. Системология. Автоматизация решения системных задач / Пер. с англ. М.А. Зуева; под ред. А.И. Горлина. М.: Радио и связь, 1990.
3. Борисов В.И. Прогноз развития науки, техники и технологий в радиоэлектронной промышленности до 2030 года // Сб. трудов XXVI Междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». 2020. Т. 1. С. 27–36.
4. Борисов В.И. Направления развития автоматизированных систем управления и связи // Сб. трудов XXV Междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». 2019. Т. 1. С. 35–42.
5. Ивлев А.А. Основы теории Бойда. Направления развития, применения и реализации. М., 2008. 64 с.
6. Вэнг Тонг, Пейин Чжу Сети 6G. Путь от 5G к 6G глазами разработчиков. От подключенных людей и вещей к подключенному интеллекту / пер. с англ. В.С. Яценкова. М.: ДМК Пресс, 2022. 624 с.

REFERENCES

1. Artemov, M.L., Borisov, V.I., Makovy, V.A., Slichenko, M.P. Automated control systems, radio communications and electronic warfare. Fundamentals of theory and technology of construction / ed. by M.L. Artemov. M.: Radio engineering, 2021. 556 p.
2. Clear J. Systemology. Automation of solving system problems / trans. from eng. M.A. Zueva; ed. by A.I. Gorlina. M.: Radio and communication, 1990.
3. Borisov, V.I. Prediction of science, engineering and technology in the electronics industry until 2030 // prod. of the XXVI International scientific-technical conf. «Radiolocation, navigation, communication». 2020. Vol. 1. Pp. 27–36.
4. Borisov V.I. Development directions of automated communication control systems // prod. of the XXV International scientific-technical conf. «Radiolocation, navigation, communication». 2019. Vol. 1. Pp. 35–42.
5. Ievlev, A.A. Fundamentals of Boyd's Theory/ Directions of development, applications and implementation. M., 2008. 64 p.
6. Wang Tong, Peiying Zhu. 6G networks. The path from 5G to 6G through the eyes of developers. From connected people and things to connected intelligence / trans. from eng. V.S. Yatsenkova. M.: DMK Press, 2022. 624 p.

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

А. А. Потапов^{1,2}

¹Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН (ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН), Москва, Россия

²Совместная китайско-российская лаборатория информационных технологий и фрактальной обработки сигналов, Университет Цзинань, Гуанчжоу, Китай

Аннотация. Рассмотрены новые концепции обработки многомерных сигналов в современных радиофизических системах. В первом разделе статьи представлен широкий спектр применений и внедрения созданной автором с учениками топологической текстурно-фрактальной обработки (ТТФО) информации в радиолокаторах с синтезированной апертурой (РСА) и других радиофизических системах. Во втором разделе статьи обсуждаются современные идеи фотоники и радиофотоники: динамическое манипулирование электромагнитными (ЭМ) волнами с помощью интеллектуальных метаповерхностей (МП). Изложение ведется с позиций сквозных технологий.

Ключевые слова: фрактал, текстура, сквозные технологии, радиофизика; радиолокация, радиотехника, фотоника; радиофотоника; искусственный интеллект; РСА, МИМО, информационная метаповерхность; реконфигурируемая метаповерхность; интеллектуальная метаповерхность; обработка многомерных сигналов.

FRACTALS, METASURFACES, SAR AND MIMO SYSTEMS: DEVELOPMENT PROSPECTS AND STRATEGY OF TECHNOLOGIES

A. A. Potapov

¹V. A. Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of Russian Academy of Sciences (IREE RAS), Moscow, Russia

²JNU-IREE RAS Joint Laboratory of Information Technology and Fractal Processing of Signals, Jinan University, Guangzhou, China

Abstract. New concepts for processing of multidimensional signals in modern radiophysical systems are considered. The first section of the article presents a wide range of applications and implementation of topological texture-fractal processing (TTFP) of information created by the author and his students in synthetic aperture radars (SAR) and other radiophysical systems. The second section of the article generally discusses modern ideas in photonics and radiophotonics: dynamic manipulation of electromagnetic (EM) waves using intelligent metasurfaces (MS). The presentation is carried out from the perspective of end-to-end technologies.

Keywords: fractal; texture; end-to-end technologies; radiophysics; radar; radio engineering; photonics; radio photonics; artificial intelligence; SAR; MIMO; information metasurface; reconfigurable metasurface; intelligence metasurface; processing of multidimensional signals.

К 300-летию Российской академии наук

1. ВВЕДЕНИЕ: СКВОЗНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

В соответствии с «Концепцией технологического развития на период до 2030 года», утвержденной Распоряжением Правительства РФ от 20 мая 2023 г. № 1315-р (Документы - Правительство России ([Документы - Правительство России \(government.ru\)](http://government.ru))), сквозные технологии (технологические направления) - перспективные технологии межотраслевого назначения, обеспечивающие создание инновационных продуктов и сервисов и оказывающие существенное влияние на развитие экономики, радикально меняя существующие рынки и (или) способствуя формированию новых рынков. В *Перечень сквозных технологий обработки и передачи данных* вошли: Искусственный интеллект, включая технологии машинного обучения и когнитивные технологии, Технологии хранения и анализа больших данных, Технологии распределенных реестров, Нейротехнологии, технологии виртуальной и дополненной реальностей, Квантовые вычисления, Квантовые коммуникации, Новое промышленное и общесистемное программное обеспечение, Геоданные и геоинформационные технологии, Технологии доверенного взаимодействия, Современные и перспективные сети мобильной связи; в *Перечень сквозных новых производственных технологий* вошли: Технологии компонентов робототехники и мехатроники, Технологии сенсорики, Микроэлектроника и фотоника, Технологии новых материалов и веществ, их моделирования и разработки. В статье показаны возможность и необходимость объединения дорожных карт «Фракталы», «Фотоника» и «Искусственный интеллект» для сквозных технологий. Данной статье предшествовал цикл наших работ в России и Китае в 2022-2023 гг. [1-4].

В работе будут представлены наши результаты с 2020 по 2024 гг. – *фракталы в РСА* и результаты с 2019 по 2024 гг. – *фотоника и радиофотоника* (рисунки 1 и 2).

Заметим, что как специалист по статистической радиофизике (и, посещая в ИФА АН знаменитый семинар С. М. Рытова по флуктуационным явлениям), автор еще к 1985 году широко исследовал броуновские процессы как модели реальных сигналов, помех и шумов (белый, коричневый, розовый и т.п. [1-4]) – рисунок 2 (сформировав затем новый класс необычных сигналов: фрактальные сигналы).

2. ДОРОЖНАЯ КАРТА «ФРАКТАЛЫ» НА ПРИМЕРЕ РСА, ФРАКТАЛЬНОЙ ПАРАДИГМЫ, ТТФО И ФРАКТАЛЬНОГО ИНЖИНИРИНГА [1-24]

а. Становление и развитие

Избранные результаты многолетних обширных натуральных экспериментов по применению впервые предложенной автором топологической текстурно-фрактальной обработки (ТТФО) изображений земной поверхности (сформированных различными системами, в том числе и РСА) и обнаружению объектов в интенсивных помехах и шумах легли в основу наших первых публикаций и докладов *для широкой аудитории* [5-10]. Указанные выше натурные эксперименты проводились автором совместно с ведущими промышленными организациями СССР и России [11, 12].

Дальнейшее развитие фрактальных технологий, созданных автором, подробно представлено в [1-4, 11, 12] и широко известно в научных кругах. Замечу, что понятие “*фрактальная сигнатура*” появляется в работах автора в 1987 г. [1-4, 11, 12]. В 2010 - 2015 гг. автором обоснованы и разработаны основополагающие принципы нового вида и нового метода современной радиолокации, а именно, *фрактально-скейлинговой* или *масштабно-инвариантной радиолокации* (МИР), что опять приводит нас к *фрактальной радиотехнике и фрактальной радиофизике* (термины введены в 2002 г.) [1-4, 11].

Ниже представлены исключительно исследования по фракталам в РСА за период 2020 - 2024 гг. [12-24].

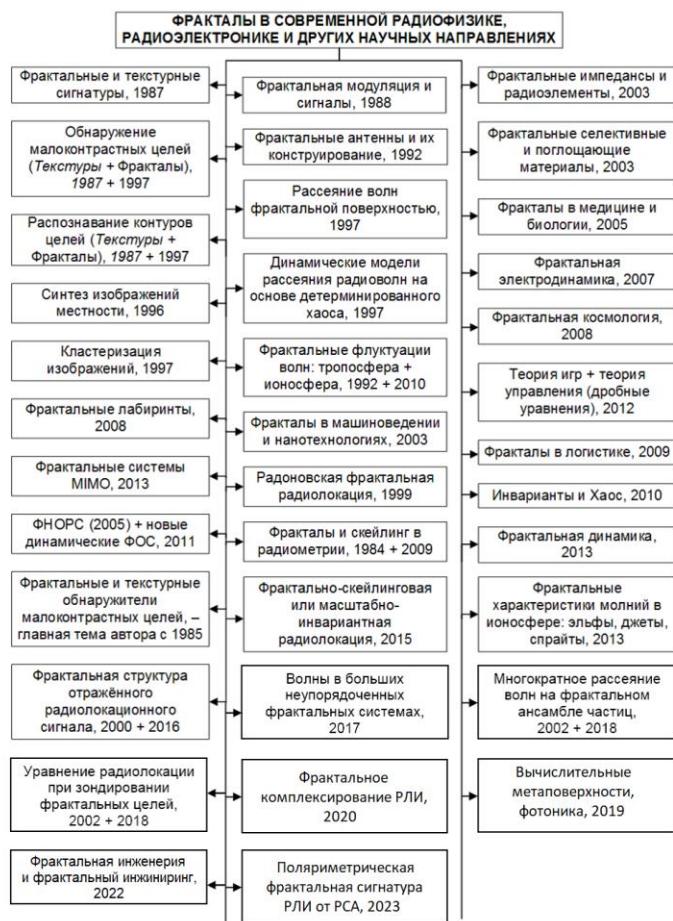


Рис. 1. Эскиз развития автором прорывных технологий на основе фракталов, эффектов скейлинга и дробных операторов для физики и радиоэлектроники.

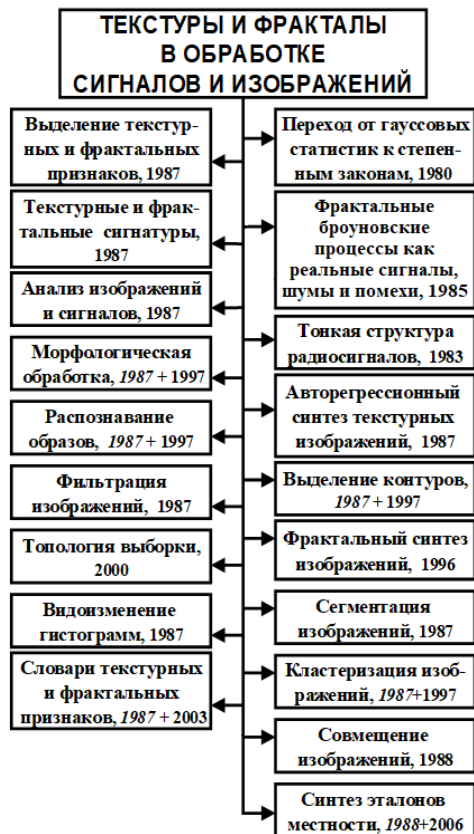


Рис. 2. Текстуры и фракталы для обработки малоконтрастных изображений и сверхслабых сигналов в шумах и помехах.

6. РСА

Одним из основных средств дистанционного зондирования Земли являются РСА космического и воздушного (в том числе беспилотного) базирования – как самостоятельные средства мониторинга, осуществляющие непрерывное наблюдение земной (морской) поверхности и объектов на больших дальностях независимо от времени суток и метеорологических условий - рисунок 3 [19, 20].

Одним из перспективных направлений совершенствования РСА в целях повышения достоверности тематического анализа является реализация поляриметрического режима съемки с формированием радиолокационных изображений (РЛИ) высокого разрешения [19, 20]. Если современные РСА обладают высокой разрешающей способностью, то наземные объекты на двумерных РЛИ занимают несколько десятков элементов разрешения (пикселей), а на интерферометрических РЛИ – несколько сотен вокселей. Тогда такие объекты необходимо классифицировать как пространственно-распределенные с проявлением их уникальных топологических сигнатур (рисунок 4) [19, 20].



Рис. 3. Преимущества радиолокационных систем [19].

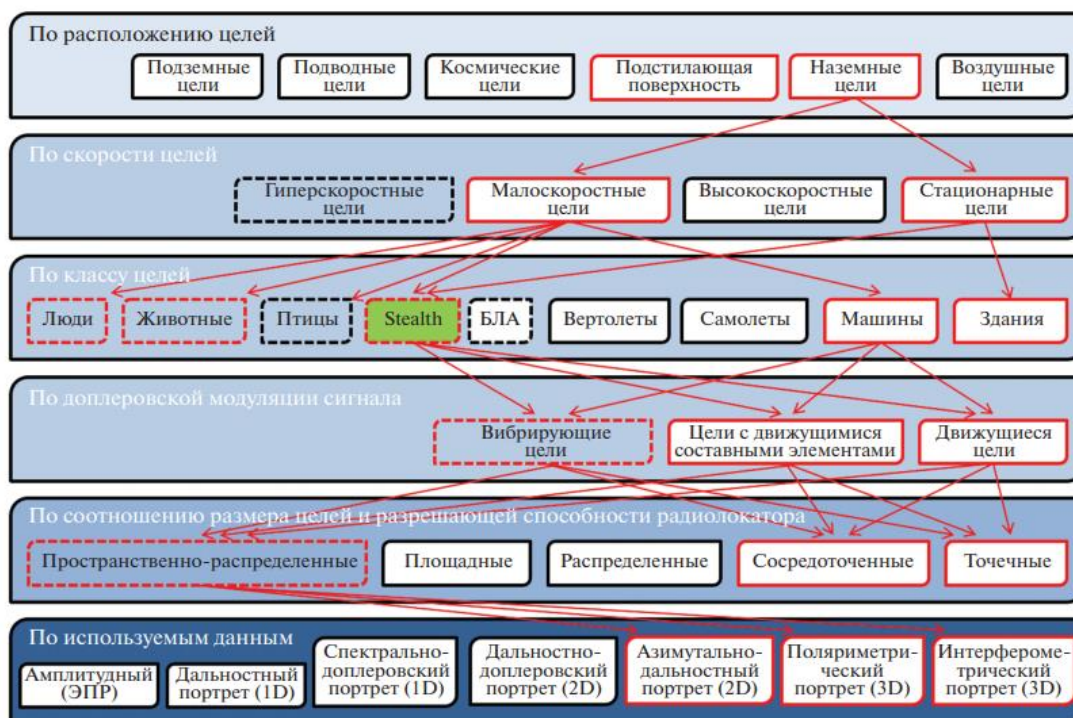


Рис. 4. Пример классификации радиолокационных целей [19].

в. Новый класс топологических текстурно-мультифрактальных признаков

В [15, 16, 21, 23] мы впервые рассмотрели вопросы *совместной оценки* скейлинговых, сингулярных, мультифрактальных и анизотропных свойств текстуры изображений. Разработан метод формирования *принципиально нового класса* топологических текстурно-мультифрактальных признаков, позволяющих совместно оценивать различные фрактальные свойства текстуры. Этот новый класс признаков назван нами по традиции как *направленная морфологическая мультифрактальная сигнатура* (НММФС).

Фрактальная сигнатура характеризует также пространственный *фрактальный кепстр* изображения. Суть предложенного метода НММФС $S_{q,\varepsilon}^{opt}$ для текстуры изображения \mathbf{I} может быть представлена совокупностью операторов

$$\mathbf{I} \xrightarrow{F_R} \{\mathbf{I}_n\} \begin{cases} \xrightarrow{F_U} \mathbf{U}_{\varepsilon,n} \\ \xrightarrow{F_B} \mathbf{B}_{\varepsilon,n} \end{cases} \xrightarrow{F_Z} Z(q,\varepsilon,n) \xrightarrow{F_L} L(q,\varepsilon,n) \xrightarrow{F_{1S}} \mathbf{S}_{q,\varepsilon,n} \xrightarrow{F_{2S}} \mathbf{S}_{q,\varepsilon}^{opt}. \quad (1)$$

Здесь F_R – функция формирования набора $\{\mathbf{I}_n\}$, повернутых на требуемое число угловых положений копий исходного изображения \mathbf{I} ; F_U и F_B – функции расчета соответственно дилатации и эрозии $\{\mathbf{I}_n\}$ с использованием набора горизонтально-ориентированных структурирующих элементов \mathbf{Y}_ε ; F_Z – функция расчета обобщенной статистической суммы $Z_{q,\varepsilon,n}$; $\mathbf{S}_{q,\varepsilon,n}$ – тензор НММФС; остальные обозначения в (1) приведены в [15, 16, 23].

Исследование информативности нового класса признаков (1) проводилось на многочисленных массивах тестовых (изотропные и анизотропные фрактальные броуновские поверхности, альбом текстур Р. Brodatz) и реальных оптических и SAR-изображений, а также их сочетаний (пример сегментации – рисунок 5). Для уменьшения размерности признакового пространства НММФС и снижения вычислительных затрат использовались порядки скейлинговых моментов $q = -3, -2, -1$ и 1 .

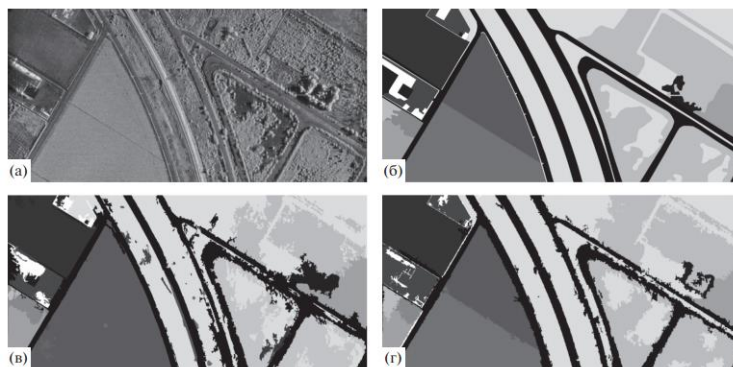


Рис. 5. Результаты сегментации РЛИ сельской местности (а), выполненные экспертом вручную (б), с помощью FCM-алгоритма с использованием признаков ММФС (в) и НММФС (г) [15, 16].

Применение разработанного нами класса топологических признаков в задачах сегментации [15, 16, 23] обеспечивает повышение точности дифференциации при обработке анизотропных изображений вплоть до 86,5% и позволяет повысить точность сегментации на 35,5% при обработке изображений, обладающих мультифрактальными свойствами. В том случае, когда единственной дифференцирующей характеристикой для сегментируемых изображений является информация об угловой зависимости элементов их текстуры, точность сегментации возрастает на 78%. Применение нового класса топологических признаков в задачах сегментации РЛИ обеспечивает улучшение точности их дифференциации вплоть до 63,5%.

Данные вопросы актуальны в решении проблем построения и оптимизации характеристик современных и перспективных радиофизических интеллектуальных систем зондирования для обнаружения и распознавания различных объектов в сложных условиях с использованием топологических фрактальных и текстурных методов на основе ранее предложенных общих принципов фрактально-скейлинговой или масштабно-инвариантной радиолокации.

г. Распознавание и классификация целей по SAR-изображениям

Обобщенная концепция автоматического анализа РЛИ представлена на рисунке 5. Приведенная схема состоит из трех этапов: обнаружения, в том числе определения областей интереса, низкоуровневой классификации (фильтрации ложных объектов) и высокоуровневой классификации (распознавания).

Как следует из рисунка 6, вычислительная сложность в процессе анализа растет, при этом объем обрабатываемых данных сокращается.

В случае нескольких РЛИ, полученных при разных параметрах РСА и условиях съемки, возникают трудности с сопоставлением изображений и принятием решений, поскольку отсутствует избыточность вследствие различий характера отражений ЭМ-волн на разных частотах. Современный уровень развития радиолокационных систем космического и воздушного базирования предполагает возможность синхронного (одновременного) использования различных методов и способов радиолокации, что неизбежно ведет к многомерности получаемых РЛИ и получению принципиально новых, высокоинформативных характеристик подстилающей поверхности и объектов на ней.



Рис. 6. Концепция автоматического анализа РЛИ.

д. Многомерные РЛИ

Поскольку речь идет о многомерных радиолокационных данных, целесообразно оценить их потенциально достижимую размерность [17, 18]. Куб данных представляет собой трехмерный массив, каждый элемент которого соответствует координатам двумерного изображения, полученного на определенной длине волны. Такой подход позволяет в несколько раз снизить время анализа за счет оптимизации запросов к памяти вычислительной системы.

В случае классической радиолокации рассматривается куб данных радиолокатора с активной фазированной антенной решеткой (АФАР) - рисунок 7. Временные отсчеты импульсного сигнала с каждого приемного канала АФАР формируют двумерную матрицу, которая преобразуется в трехмерный массив при накоплении импульсов. В результате цифровой обработки сигналов известными методами получают двумерное РЛИ в координатах азимут–дальность.

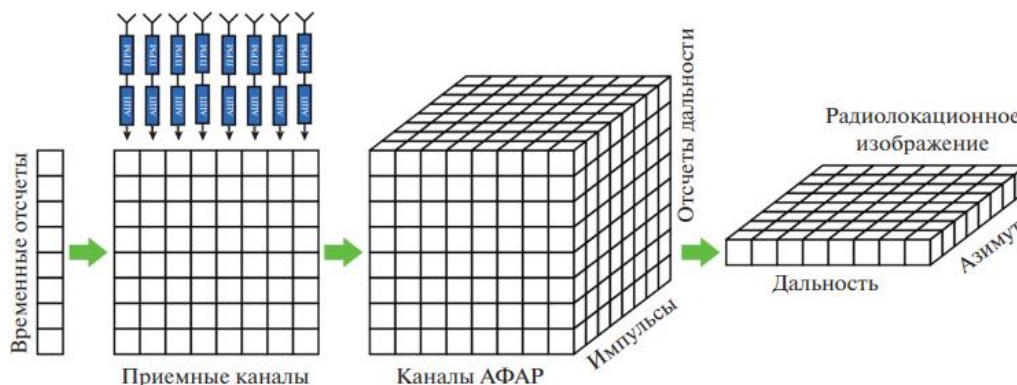


Рис. 7. Модель формирования куба радиолокационных данных.

Максимальная размерность формируемых с помощью современных РЛС данных может достигать $d = 6$, если использовать все возможности многодиапазонной поляриметрической РСА с интерферометрической обработкой сигналов и видеорежимом (рисунок 8). Здесь примитивом является куб “высота–азимут–дальность”, распределенный по длинам волн, поляризациям и кадрам видеопоследовательности. Такой подход предполагает специфику хранения получаемых данных и позволяет сократить время обработки за счет оптимизации времени обращения к памяти ЭВМ почти в 5 раз.

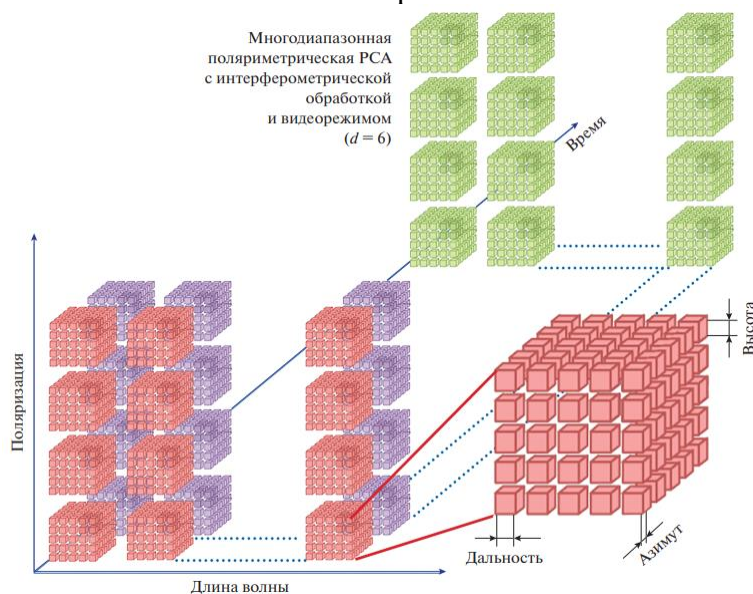


Рис. 8. Модель формирования гиперкуба радиолокационных данных.

е. Структурно-параметрический синтез системы ТТФО многомерных РЛИ

Для дальнейшей работы в соответствии с поставленной задачей, схема структурно-параметрического синтеза системы оптимальной ТТФО многомерных РЛИ формализована на рисунке 9 [14, 17, 18, 24].



Рис. 9. Схема структурно-параметрического синтеза системы ТТФО многомерных РЛИ ($P_{п.сегм}$, $P_{п.о}$, $P_{п.расп}$ – вероятности правильной сегментации, обнаружения и распознавания соответственно).

Согласно приведенной схеме (рисунок 8), потребитель тематической информации сначала определяет целевую функцию – классификация (сегментация) подстилающей поверхности, обнаружение или распознавание объектов, определяемую требованиями к соответствующим вероятностям. На этой основе автоматически формируется состав сенсоров и структура вычислительной системы (структурный синтез), затем определяются параметры вычислителя, обеспечивающие заданные характеристики.

ж. Способы комплексирования РЛИ.

Современный уровень развития радиоэлектроники позволяет реализовать многоканальные (многодиапазонные, поляриметрические) РСА космического и воздушного базирования с интерферометрической обработкой и видеорежимом. К таким системам можно отнести достаточно большой список образцов, часть из которых представлена в [14]. Известные способы комплексирования изображений (и схемы комплексирования) можно условно классифицировать по различным информационным уровням: сигналов, пикселей, признаков, решений, а также их совокупности [14, 17, 18, 24].

з. Фрактальное комплексирование РЛИ. В патенте [13] и работах [14, 17, 18, 24] нами предложен и рассмотрен способ комплексирования РЛИ многодиапазонной РСА, в котором значение длины волны каждого канала РСА рассматривается как некоторая мера на определенном масштабе. Такой подход хорошо укладывается в положение о фрактальной размерности [1-4, 11, 12].

Эксперименты и моделирование показали, что применение данного способа позволяет существенно повысить информативность радиосистем, особенно в случае постановки преднамеренных помех и маскирования объектов в некоторых или всех частотных диапазонах. Структурная схема предложенной нами ТТФО многодиапазонных РЛИ подробно описана в [17, 18].

Отметим, что нами впервые введен термин “*фрактальное комплексирование*”, под которым понимается формирование результирующего изображения фрактальным методом, в отличие от известных на данный момент способов комплексирования по фрактальным признакам.

и. Фракталы в обосновании разрешающей способности многодиапазонных РЛС

До настоящего времени не исследован вопрос обоснования параметров, в частности, значений ширины спектра зондирующих сигналов каналов РЛС, для решения задач топологического текстурно-фрактального анализа РЛИ. На основе фрактального подхода в целях комплексирования многодиапазонных РЛИ впервые

предложен [19, 20, 22] критерий обоснования оптимальных параметров зондирующих сигналов многоканальной РСА, обеспечивающих максимальную точность оценки фрактальных характеристик. Исследованы зависимости оценки фрактальной размерности D от точности задания ширины спектра зондирующих сигналов.

к. ТТФО поляриметрических РЛИ, формируемых РСА

Ряд существенных задач, связанных с вычислением фрактальных характеристик поляриметрических РЛИ, остаются до настоящего времени практически нерешенными.

В наших юбилейных статьях [19, 20] приведены известные в настоящее время методы и способы формирования фрактальных признаков поляриметрических РЛИ. Предложен *новый текстурно-фрактальный признак* – направленная мультифрактальная сигнатура. Применительно к анализу поляриметрических изображений, формируемых РСА, также предложена новая концепция их обработки, основанная на возможности учета поляризационных отличий наземных пространственно-распределенных объектов с помощью выявления мультифрактальных и анизотропных свойств их текстуры.

При этом локальные морфологические мультифрактальные экспоненты (ЛММЭ) $L(q, \varepsilon, n)$, образующие тензор НММФС $\mathbf{S}_{q, \varepsilon, n}$ в формуле (1), модифицируются для поляризаций вида ГГ, ГВ, ВГ, ВВ. Поляризационные отличия рассчитываются согласно выражению [19, 20]:

$$\Delta L_q(\varepsilon, n_{q, \varepsilon}) = \max \left\{ \left| L_q^{ab}(\varepsilon, n_{q, \varepsilon}) - L_q^{a'b'}(\varepsilon, n_{q, \varepsilon}) \right| \right\}, \quad (2)$$

где $a, b, a', b' = В, Г$ – вертикальная и горизонтальная поляризации при $a, b \neq a', b'$. Максимуму ЛММЭ, определенному таким образом, будет соответствовать масштаб ε , который становится «новым» масштабом для вычисления фрактальной размерности по тангенсу угла наклона зависимости $\Delta L_q(\varepsilon, n_{q, \varepsilon})$.

Таким образом, на основе опубликованного ранее метода авторами предложен оригинальный способ формирования НММФС поляриметрических РЛИ разных диапазонов и впервые рассмотрена интерпретация полученных результатов в контексте поляризационных отличий механизмов рассеяния волн, образующих текстуру РЛИ.

Сформулированные выводы подтверждают возможность применения параметров мультифрактальных спектров, вычисленных с помощью метода НММФС, для интерпретации поляриметрических радиолокационных данных в интересах, как классификации типов подстилающей поверхности, так и обнаружения и распознавания объектов.

3. ФОТОНИКА И РАДИОФОТОНИКА: ДИНАМИЧЕСКОЕ МАНИПУЛИРОВАНИЕ ЭМ-ВОЛНАМИ С ПОМОЩЬЮ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ МП [25-44]

а. Метасповерхности: Введение и мотивация

Метасповерхности (МП), ультратонкие двумерные версии метаматериалов (ММ), – это, несомненно, изящные пространственные процессоры, которые значительно расширили возможности управления фронтом ЭМ-волн (начиная от микроволн и заканчивая оптикой), что приводит к уникальным физическим эффектам и интригующим приложениям. В последние годы произошло значительное развитие МП практически во всех режимах электромагнетизма и оптики. В этой статье мы продолжаем наш цикл обобщающих работ по фотонике и радиофотонике [25, 26], кратко выделяя наиболее многообещающие, на наш взгляд, решения.

Одновременное управление электромагнитными волнами и информацией с помощью информационных МП имеет центральное значение в современном мире.

Метаматериалы эволюционировали от инженерных структур до интеллектуальных волновых агентов, добились огромных успехов в управлении взаимодействием волны, информации и материи, чего нельзя было достичь с природными материалами [27]. В последнее время обычные структурные или пассивные МП сделали значимый шаг вперед к интеллектуальным МП за счет интеграции с алгоритмами и нелинейными материалами или активными устройствами. Метаатом интеллектуальной МП интегрирован с перестраиваемыми функциональными материалами или активными устройствами и предназначен для перепрограммирования *in-situ* под управлением соответствующих алгоритмов.

Реконфигурируемые интеллектуальные поверхности (RIS) - это класс метаматериалов которые привлекли к себе значительное внимание в последние годы благодаря своей революционной возможности в области беспроводной связи, дистанционного зондирования и обработки изображений. RIS состоят из плоского массива близко расположенных друг к другу, субволновых элементов, которые могут манипулировать электромагнитными волнами контролируемым образом. Можно сказать, что RIS обеспечивают интерфейс между электромагнитным миром беспроводных сред распространения радиоволн и цифровым миром информатики.

В отличие от обычных МП, интеллектуальная МП обладает тремя важными свойствами: цифровизацией, программируемостью и интеллектом, предоставляя нам возможность контролировать взаимодействие волны, информации и материи без вмешательства человека. Здесь цифровизация позволяет интеллектуальной МП кодировать/декодировать и хранить цифровую информацию на физическом уровне; программируемость означает, что интеллектуальная МП способна реализовывать различные функции с одной физической сущностью, и переключение между которыми путем изменения последовательностей управляющего кода; в то время как интеллект указывает на то, что интеллектуальная МП имеет локальные или облачные алгоритмы в качестве своего мозга и способна принимать решения, самопрограммироваться и выполнять ряд последовательных задач без контроля человека [25-27].

Поэтому реконфигурируемые и перепрограммируемые МП можно отнести пока к стадии младенчества разумной МП, поскольку они строго не являются разумными согласно приведенному выше определению.

Одним словом, интеллектуальные МП могут предоставить нам интеллектуальные платформы для манипулирования волново-информационными взаимодействиями материи, которые обладают многообещающими потенциалами в установлении прямой связи между физическим миром и цифровым миром и служат естественной ролью слияния физической сущности с ее цифровым двойником. Интеллект является ядром интеллектуальных МП, и алгоритмы (особенно методы глубокого обучения) могут хорошо взять на себя эту роль.

Исторически сложилось так, что в ходе эволюции интеллектуальных МП произошло два важных события: активные МП и программируемые МП кодирования. В отличие от пассивных (т.е. только структурных) МП, активные МП представляют собой гибридные структуры, встроенные перестраиваемые функциональные материалы (например, халькогенидное соединение $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$) и активные элементы (PIN-диоды, варакторы и MEMS-переключатели), позволяющие нам динамически управлять взаимодействием волна-информация-материя за счет энергопотребления. В программируемых МП каждый метаатом имеет конечное число квантованных физических состояний и может быть использован для кодирования цифровой информации на физическом уровне, соединяя цифровой мир и физический мир.

В [28] представлены программируемые и управляемые светом МП, с помощью которых можно манипулировать микроволнами и модулировать их беспроводным

способом в пространственной или временной области падающим светом. Что еще более важно, такая платформа МП предлагает эффективный интерфейс для прямой связи световых и микроволновых сигналов, демонстрируя огромный потенциал для разработки волновых оптоэлектронных гибридных устройств и соответствующих приложений.

Вопросы, рассматриваемые в данной статье, непосредственно связаны с распространением ЭМ излучения в атмосфере. Мы их кратко опишем ниже.

6. Взгляд на специфику ТГц технологий

Терагерцовая (ТГц) технология [29, 30] является одной из новых технологий, которые изменяют нашу жизнь. Уже продемонстрировано множество привлекательных применений в области безопасности, медицины, биологии, астрономии и неразрушающего контроля материалов. ТГц электроника охватывает переходный диапазон от радиоэлектроники к фотонике – рисунок 10 [29]. Субмиллиметровые и терагерцевые диапазоны (300 ГГц–10 ТГц) традиционно выделялись в качестве целей высокоскоростной производительности для инженеров радиочастотных устройств, расширяющих границы традиционных микроволновых схем и приборов. Сильные научные стимулы включают молекулярную спектроскопию, науку о Земле, планетах и космосе, а также диагностику плазмы. В последние годы наблюдается взрыв нового интереса к этому частотному режиму, как со стороны традиционного микроволнового сообщества, так и со стороны тех, кто приближается к разрыву в производительности терагерцового диапазона на оптическом конце электромагнитного спектра.

За последние 20 лет произошла революция в ТГц системах. Для реализации эффективного канала беспроводной связи в ТГц диапазоне необходимо учитывать различные особенности, отличающие такой диапазон частот. Атмосфера эффективно поглощает большинство ТГц длин волн (за исключением узких окон около 35 ГГц, 96 ГГц, 140 ГГц, 220 ГГц и других, см. рисунок 11 [30]). При беспроводной связи на большие расстояния каналы ТГц могут испытывать значительные потери сигнала из-за атмосферных погодных эффектов, как показано на рисунке 11 [29, 30, 32]. Тем не менее, более пристальный взгляд показывает, что, несмотря на существование пиков поглощения, сосредоточенных на определенных частотах, наличие окон прозрачности позволяет установить работоспособную связь в ТГц диапазоне частот.

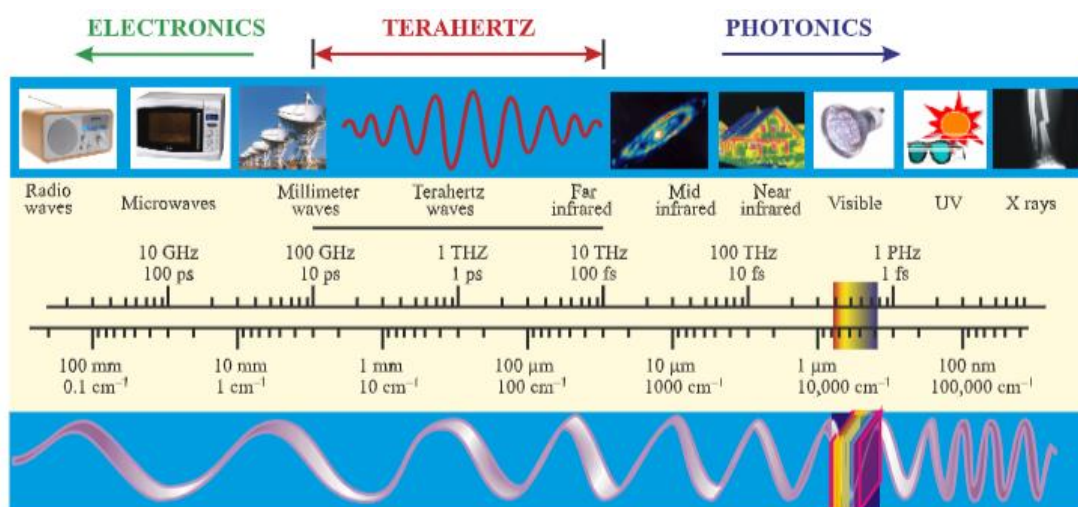


Рис. 10. Электромагнитный спектр [29].

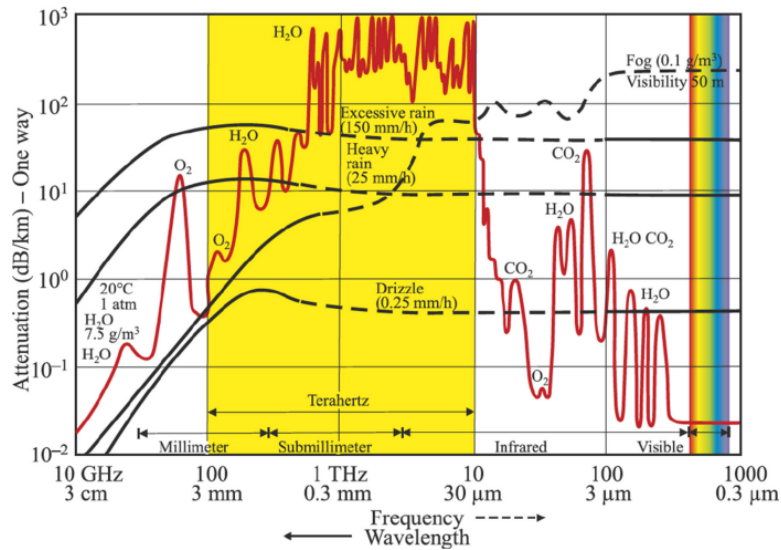


Рис. 11. Прозрачность атмосферы Земли от видимого до радиочастотного диапазона (для стандартной атмосферы США) [30].

Первая лицензия на экспериментальную радиостанцию в диапазоне 120 ГГц была предоставлена Министерством внутренних дел и связи Японии в 2004 г., где были проведены первые эксперименты по передаче сигнала на открытом воздухе на расстояние 170 м [31].

в. Связанные состояния в континууме

Связанное состояние в континууме (bound state in the continuum - VIC) было впервые предсказано еще на заре квантовой механики в 1929 г. Дж. фон Нейманом и Юджином Вигнером [33]. VIC представляет собой эффект нулевой меры. Несмотря на то, что БИК были впервые предложены в квантовой механике, они являются общим волновым явлением и с тех пор были идентифицированы в электромагнитных волнах, акустических волнах в воздухе, волнах воды и упругих волнах в твердых телах [34].

Обычно VIC необходимо преобразовать в квази-VIC (q-VIC), нарушив симметрию элементарной ячейки, чтобы к ним можно было получить доступ от внешнего возбуждения. Другими словами, VIC - это волны, которые лежат внутри континуума излучения, но полностью связаны без какой-либо утечки энергии. Теоретически они имеют бесконечные время жизни и радиационную добротность, т.е. безызлучательные характеристики с нулевой шириной линии. В случае внесения структурных возмущений VIC превращаются в наблюдаемые q-VIC с конечной добротностью. МП на основе БИК стали новым инструментом в области высокочувствительного зондирования, поскольку они обладают высококачественными факторами и могут усиливать взаимодействие между светом и веществом. Фотоника и радиофотоника с поддержкой VIC - еще более активные области исследований.

г. Оптомеханика кремниевых волноводов и резонаторов (совместные работы с Китаем)

Данная область изучает взаимодействие (часто на квантовом уровне) между электромагнитным излучением и наномеханическим или микромеханическим движением [35, 36]. Оптомеханическая связь, возникающая при взаимодействии оптических волн и механических колебаний, играет важную роль. Сильная оптомеханическая связь может быть достигнута в цепочечном волноводе, состоящем из кремниевых наностержней (рисунок 12,a,b,c) [37]. В волноводе радиус и высота

кремниевых наностержней составляют $R = 286$ нм и $H = 575$ нм, соответственно, период между соседними наностержнями $a = 650$ нм. Наиболее распространенным показателем добротности является однофотонная оптико-механическая связь g_0 , представляющая собой сдвиг частоты оптической моды, индуцируемый одним квантом механического возбуждения. Связь g_0 с оптическими и механическими модами может быть выведена из теории возмущений. За счет использования *квазисвязанных состояний в континууме* и механических резонансов на частоте около 10 ГГц значение g_0 может быть выше 2 МГц.

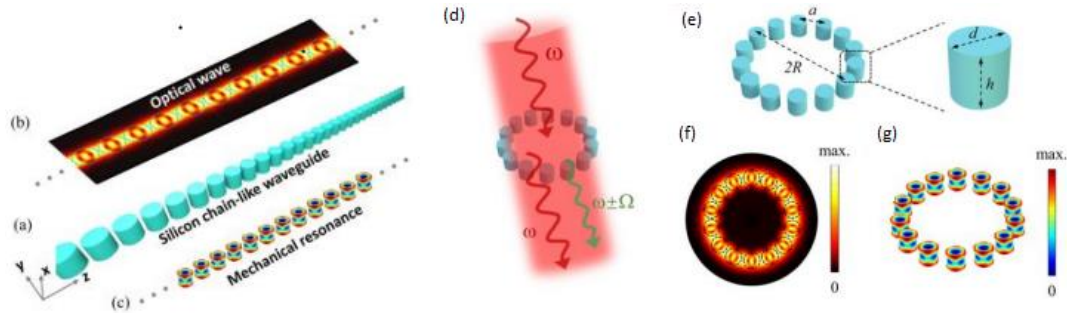


Рис. 12. Схема цепочечного волновода, состоящего из кремниевых наностержней (а), изображенных голубым цветом; оптическая q-VIS мода (b), показанная вдоль волновода; механические резонирующие моды наночастиц кремния в волноводе (с) [37]; иллюстрация светового пучка (d) с угловой частотой ω (красный цвет), направленного на предлагаемый компактный кольцевой резонатор, в результате чего происходит нелинейное рассеяние света (зеленый цвет) механической волной с угловой частотой Ω за счет оптомеханического взаимодействия; схема кольцевого резонатора (е), состоящего из 14 кремниевых наностержней; амплитудное распределение электрических полей оптической моды (f) в кольцевом резонаторе (черные пунктирные кружки обозначают профили наностержней); картины поля смещения механических мод в кремниевых наностержнях (g) кольцевого резонатора [38].

Мы предложили и подробно исследовали также компактный кольцевой резонатор [38] из подвешенных кремниевых наностержней (рисунок 12,d-g), которые могут хорошо ограничивать и перекрывать диапазон как оптических, так и механических волн для усиления взаимодействия между фотонами и фононами. Показано, что оптомеханическая связь в основном индуцируется радиационным давлением оптических мод. Кольцевой резонатор может реализовать $g_0 \approx 1,8$ МГц, которая находится на одном уровне с оптическими микрорезонаторами, в то время как занимаемая площадь намного меньше, чем у микрорезонаторов и волноводов. Оптическая мода, заключенная в кольцевом резонаторе, возникает в режиме *квази-VIS*, поддерживаемом в соответствующем бесконечно длинном прямом оптическом волноводе, что приводит к добротности, превышающей 1000, но со значительно уменьшенной площадью основания.

Предложенные нами кремниевые цепочечные волноводы и кольцевые резонаторы могут проложить новые пути исследования фотон-фононного взаимодействия с микроструктурами, квантовых технологий, обработки информации, датчиков [37, 38].

д. Теоретико-информационная парадигма ММ и МП: Возможности и перспективы

Реконфигурируемые интеллектуальные МП предлагают новаторский подход к динамическому манипулированию ЭМ полем с беспрецедентной гибкостью, что открывает огромные перспективы в технологиях. В результате возникла (аналогично

фрактальной парадигме [1-24]) совершенно новая теоретико-информационная парадигма МП [27, 39, 40]. Грядущее широкомасштабное развертывание интеллектуальных МП открывает дверь в совершенно новый мир, где возможности пространственной обработки вездесущи. Ниже приведем ряд примеров [27, 39, 40].

Тенденции развития будущих микроволновых метаматериалов (ММ) обобщены на рисунке 13 [39]. Обычно ММ описываются параметрами эффективной среды (например, показателем преломления, диэлектрической проницаемостью и магнитной проницаемостью) из-за субволновой природы метаатомов. Когда метаатом сопоставим с длиной волны, описание эффективной среды иногда все еще остается в силе, но параметры эффективной среды становятся зависимыми от волнового вектора, т.е. нелокальными.



Рис. 13. Тенденции развития микроволновых метаматериалов [39].

Помимо управления пространственными ЭМ полями, микроволновые ММ также могут быть использованы для манипулирования поверхностными плазмонными поляритонами (ППП) и локализованными поверхностными плазмонами (ЛПП). Микроволновые системы на основе ППП могут иметь существенные преимущества перед традиционными СВЧ-системами, поскольку было показано, что взаимная связь между двумя близко расположенными линиями передачи ППП значительно меньше, чем у традиционных линий передачи с той же геометрией.

Для динамического манипулирования ЭМ волнами в реальном масштабе времени в микроволновом диапазоне возможны цифровое кодирование и программируемые ММ (более подробно см. [26]). Ожидается, что ММ цифрового кодирования будут иметь огромный потенциал. Естественно, ММ цифрового кодирования станут программно-определяемыми и даже когнитивными, а не перепрограммируемыми, что приведет к появлению информационных ММ (рисунок 13). В будущем микроволновые ММ будут представлять собой не только материал или устройство, но и интеллектуальную систему или процессор информации в реальном времени.

е. ММ и МП - от концепции к системе

Таким образом, концепция информационного ММ устанавливает мост между физическим миром и цифровым миром. Информационный ММ открывает новое направление ММ, в котором для манипулирования ЭМ волнами могут использоваться как физические принципы, так и методы цифровой обработки сигналов. В новом фреймворке ММ является не только эффективным носителем, но и системой обработки информации в режиме реального времени. Интеллектуальные МП, что концептуально проиллюстрировано на рисунке 14, возникают как интеллектуальные платформы для

управления взаимодействием волны, информации и материи без ручного вмешательства в ответ на соответствующие время и условия [27]. Показаны (рисунок 14) около 70 лет эволюции искусственного интеллекта (ИИ) и искусственного материала (ИМ), а также некоторые вехи новых принципов, механизмов и физических явлений. Гистограммы в виде столбцов сообщают о тенденциях опубликованных статей в области ИИ и аддитивного производства ИМ соответственно.

На рисунке 15 изображены [27]: **а)** Первая программируемая кодирующая МП, управляемая с помощью ПЛИС. На графике построен метаатом, встроенный в PIN-диод, и его двоичные электромагнитные отклики. Дополнительно приведены экспериментальные результаты динамического манипулирования лучом. **б)** Интеллектуальная самоперепрограммируемая МП, интегрированная с датчиком гироскопа для отслеживания ориентации и результаты экспериментов. **в)** Нелинейная гармоническая манипуляция с пространственно-временной МП. **г)** Интеллектуальная доплеровская маскировка с пространственно-временным кодированием. **д)** Невзаимность с помощью поверхностных волн с пространственно-временной модулированной МП. **е)** Умная маскировка-невидимка с МП. Показана экспериментальная установка. **ж)** Математические дифференциальные операции с пространственно-временной МП. **з)** Интеллектуальная беспроводная передача энергии (БПЭ - впервые изобретена Н. Теслой в 1904 г.) с помощью 1-битных и 2-битных интеллектуальных МП. Сравняется эффективность БПЭ с различными сетапами (внизу). **и)** Динамические голограммы с 1-битной программируемой кодирующей МП. Выбранные экспериментальные голографические изображения и соответствующие паттерны кодирования МП представлены в левом нижнем и правом нижнем углах соответственно.

В статье [41] представлены и обсуждены репрезентативные интеллектуальные методы проектирования МП, включая машинное обучение, физико-информационную нейронную сеть и метод топологической оптимизации. Эти методы в будущем станут эффективными методами проектирования МП и ММ и будут иметь очевидные преимущества в физической точности и времени вычислений.

Блок-схема процесса проектирования МП, включая принципы, изготовление, условия эксперимента и области применения, проиллюстрирована на рисунке 16 [41].



Рис. 16. Обзор типичного процесса исследования метаповерхности [41].

ж. Интеллектуальная МП, интегрированная с гироскопом [40]

Система, показанная на рисунке 15,б подробно рассмотрена на рисунке 17. В [40] предложена интеллектуальная МП с самоадаптивно перепрограммируемыми функциями (рисунок 17,а). Интеллектуальная МП основана на программируемой МП, состоит из компонентов датчика и обратной связи (рисунок 17,б), которые помогают создать интеллектуальную систему с МП без необходимости ручных инструкций.

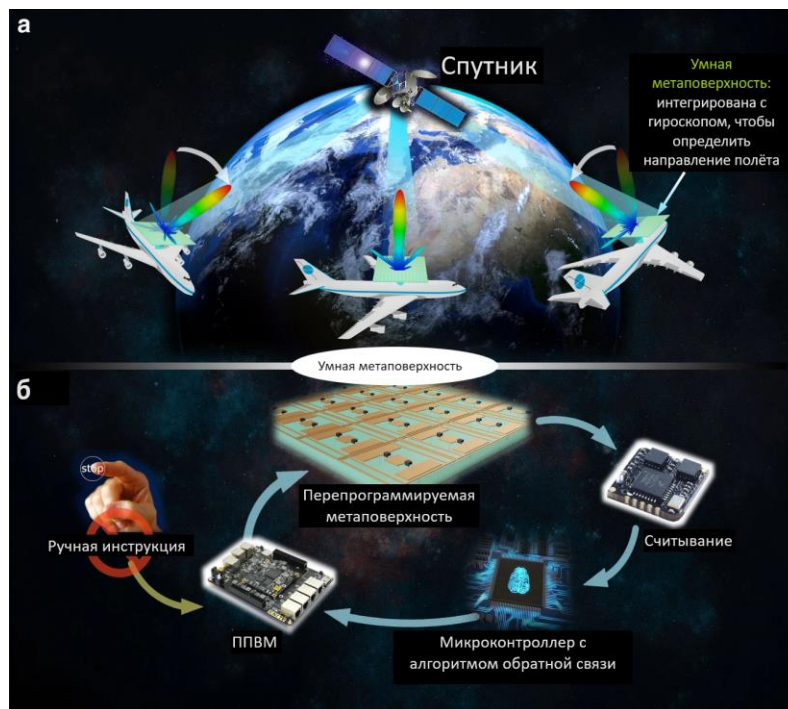


Рис. 17. а) Иллюстрация интеллектуальной МП с самоадаптивно перепрограммируемыми функциями без ручного управления. б) Закрытая система интеллектуальной МП, которая включает в себя МП с цифровым кодированием, ППВМ, датчик и блок микроконтроллера, загруженный алгоритмом обратной связи [40].

В традиционной технологии самолет оснащен рядом сложных устройств, таких как блоки управления лучом, фазовая решетка и модулятор обработки сигналов для излучения сигналов в направлении спутника, что требует высокой стоимости и высокой сложности. Однако мы можем заменить эти устройства простой интеллектуальной МП, состоящей из датчика гироскопа и микроконтроллера. Поскольку диаграмма направленности (ДН) определяется последовательностью кодирования на МП, интеллектуальная МП может корректировать последовательность кодирования в режиме реального времени для достижения определенных ДН. Когда самолет меняет свое пространственное положение, установленный датчик гироскопа мгновенно определяет угол поворота МП и отправляет сообщение в микроконтроллер, который может рассчитать требуемый шаблон кодирования в режиме реального времени, используя быстрый обратный алгоритм проектирования для этого угла поворота, чтобы гарантировать, что луч излучения всегда направлен в сторону спутника. В этом сценарии интеллектуальная МП может самоадаптивно настраивать шаблон кодирования, чтобы направлять главный луч к спутнику независимо от того, как вращается МП. Этот угол поворота эквивалентен направлению вращающегося рассеянного пучка. Следовательно, для управления направлением луча (например, для наблюдения за лучом и сканирования) ключевой задачей алгоритма является быстрое вычисление шаблона кодирования для произвольного направления рассеяния (θ, φ) . Произвольный угол рассеяния θ может быть получен либо кодирующей последовательностью с определенным периодом n , либо объединением двух или более последовательностей с разными периодами.

Благодаря совместимости микроконтроллера, различные датчики могут быть легко интегрированы, что позволяет интеллектуальной МП распознавать с большим количеством степеней свободы, а на основе различных датчиков могут быть реализованы разнообразные функции.

3. Дорога к 6G, системы MIMO и интеллектуальные МП

Технологии MIMO и интеллектуальные МП считается одним из ключевых факторов, способствующих развитию систем беспроводной связи. Реконфигурируемые интеллектуальные МП (RIS) позволяют преобразовывать части беспроводной среды в интеллектуальную радиосреду (smart radio environment - SRE), и тем самым использовать их для пассивного формирования луча, которое может значительно улучшить усиление канала, при низких затратах на реализацию и энергопотреблении по сравнению с активными антенными решетками MIMO. В отличие от антенных решеток, которые должны быть достаточно компактными для интеграции, SRE реализуются на больших поверхностях отдельно от пользовательских устройств, что облегчает им реализацию точного формирования луча с помощью сверхузких лучей, которые необходимы для некоторых приложений. Кроме того, в отличие от активных антенных решеток mMIMO, которые должны быть специально реализованы для каждого отдельной технологии радиодоступа, механизм пассивного отражения, на котором основаны RIS, практически универсален для всех ВЧ и оптических частот, что особенно выгодно с точки зрения затрат для систем 6G, работающих в сверхшироком спектре. Таким образом, МП - недорогая альтернатива традиционной фазированной решетке.

В последнее время в литературе появляется множество работ, посвященных темам 6G. Например, целью статьи [42] является проведение всестороннего обзора, позволяющего составить представление о системе шестого поколения 6G с точки зрения драйверов, сценариев использования, требований, ключевых показателей эффективности (KPIs), архитектуры и вспомогательных технологий. Прогнозируется взрывной рост мобильного трафика до 2030 года. Во-вторых, обсуждаются технические

требования 6G и сравниваются с требованиями 5G в отношении набора KPI в количественном выражении. В-третьих, обобщаются современные научно-исследовательские усилия и деятельность в области 6G, проводимые представительными учреждениями и странами, а также разрабатывается предварительная дорожная карта определения, спецификации, стандартизации и регулирования. Затем в [42] определяют семейство потенциальных технологий и знакомим с их принципами, преимуществами, проблемами и открытыми исследовательскими вопросами. Обзор [42] служит поучительным руководством для стимулирования интереса и дальнейших исследований и разработок систем связи 6G. Все перечисленное выше и составляет содержание рисунка 18 [42].

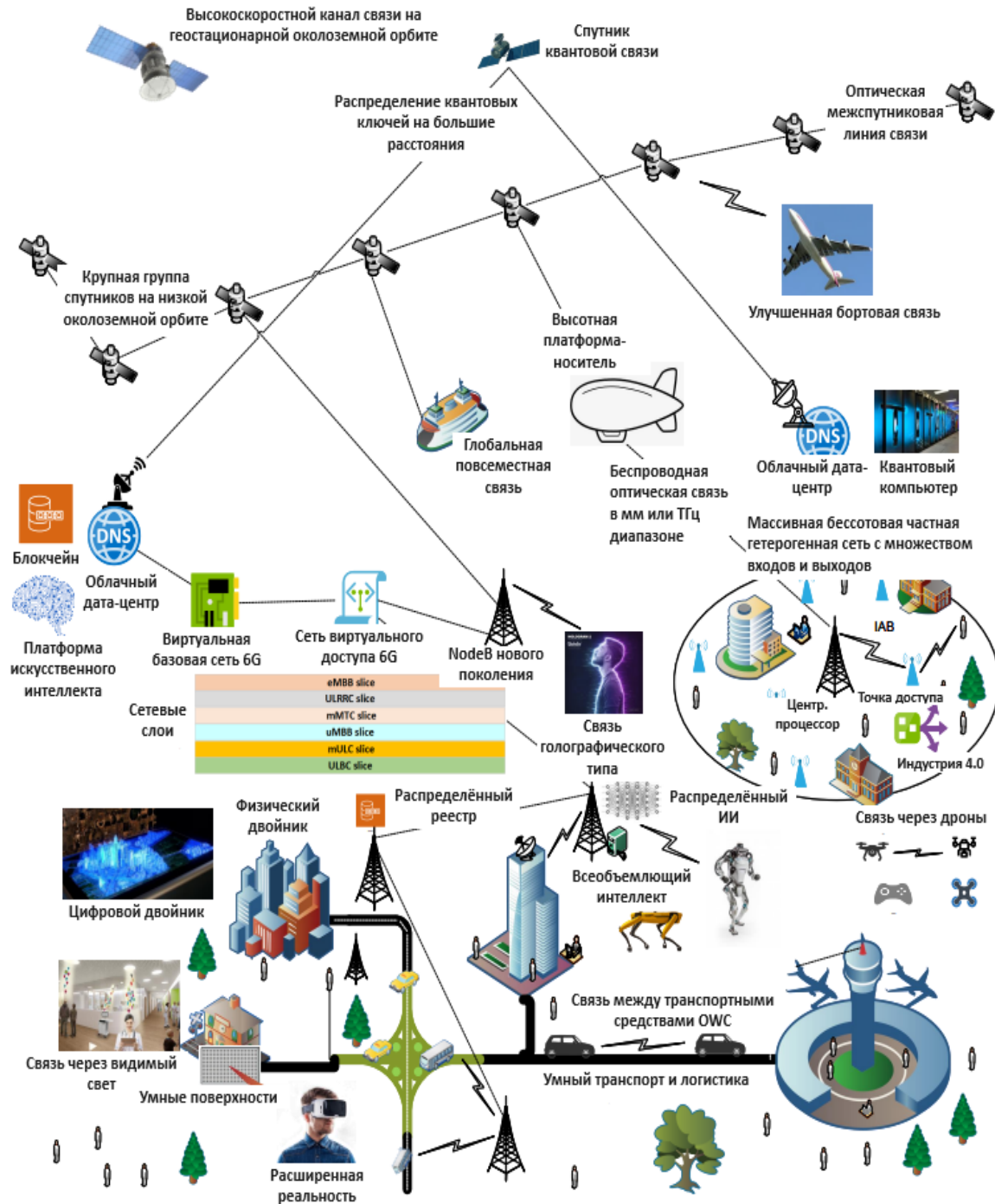


Рис. 18. Сценарии и архитектура развертывания 6G с демонстрацией репрезентативных вариантов использования и некоторых ключевых технологий [42].

Сетевые слои в центре рисунка 18 следующие (сверху вниз): слой улучшенной мобильной широкополосной связи, слой сверхнадежной связи с низкой задержкой, слой массовой машинной связи, слой повсеместного мобильного широкополосного доступа, слой массовой сверхнадежной связи с малой задержкой, слой сверхнадежной широкополосной связи с малой задержкой.

Статья [42] заканчивается следующими словами: «В 1926 году инженер и изобретатель Никола Тесла заявил, что «когда беспроводная связь будет применена в совершенстве, вся Земля превратится в огромный мозг». Это пророчество превратится в реальность, когда наступит 6G».

Предполагается, что беспроводные системы будущего создадут эндогенно-голографическую, интеллектуальную и программируемую среду распространения радиоволн, которая обеспечит беспрецедентные возможности для обеспечения высокой спектральной и энергетической эффективности, низкой задержки и широких возможностей подключения [43].

Как сообщает South China Morning Post [44], совершив захватывающий скачок в будущее коммуникационных технологий, Китай добился значительных успехов в развитии сети 6G и спутникового интернета. В августе 2023 г. была протестирована оптическая коммутация в космосе на борту ракеты-носителя Y7. Традиционный метод фотон-электрон-фотон имеет эффект «электронного бутылочного горлышка», в то время как полностью оптический подход (рисунок 19) предлагает потенциал для максимальной скорости и емкости обмена данными.



Рис. 19. Китайские ученые испытали в космосе новое устройство с оптической коммутационной технологией. Фото: Shutterstock [44].

По словам представителей Китайской академии наук, впервые подобное устройство было испытано на спутнике. После завершения эксперимента оборудование вернули на Землю, чтобы подтвердить, что информация не повреждена и данные не были потеряны во время передачи. Во время испытания прибора на Земле инженеры показали, что его коммутационная способность составляет 40 Гбит/с, что намного выше, чем у современных технологий. Но разработчики пока не сообщили, удалось ли достичь сопоставимой скорости в эксперименте на орбите.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При сборе, преобразовании и хранении информации в современных сложных системах мониторинга удаленных и мобильных объектов в условиях интенсивных помех большое значение приобретают новейшие методы обработки информационных

потоков и многомерных сигналов. Обычно особенности таких сложных систем проявляются на разных пространственно - временных масштабах.

В статье на конкретных примерах проанализированы возможности интеграции дорожных карт по фракталам, искусственному интеллекту и фотонике (радиофотонике) с целью создания сквозных технологий для современных и будущих задач радиолокации, телекоммуникаций, радиофизики и радиотехники. Актуальность этих исследований связана с необходимостью более точного описания всех процессов, происходящих в современных сложных системах, в том числе радиофизических и радиотехнических, с учетом эрмитности, негауссовости, скейлинга и топологии реальных сигналов и полей в широком диапазоне частот.

Реконфигурируемые интеллектуальные МП предлагают совершенно новый способ изменения свойств распространения ЭМ волн и, таким образом, произвольного управления их отражением, преломлением и рассеянием. Считается, что такие физические свойства оказывают фундаментальное влияние на современные радиосистемы в связи с возможностью создания искусственной и управляемой среды распространения радиосигналов, которая больше *не зависит от сложных методов кодирования, декодирования и других методов обработки сигналов.*

Реконфигурируемые интеллектуальные МП коренным образом изменят и упростят архитектуру приемно-передающих устройств радиосистем, преобразователей частоты, заменят антенные решетки с фазовращателями и усилителями и т.д. Они могут напрямую генерировать модулированные сигналы с динамическими волновыми свойствами, что приводит к смене парадигмы для новых архитектур передачи информации.

На основе созданного нами метода НММФС разработан оригинальный способ комплексирования синхронно получаемых многодиапазонных РЛИ, в котором впервые реализовано слияние текстурных характеристик изображений с формированием результирующего фрактального изображения. Так же, как и в случае одночастотных РЛИ, метод формирования признака НММФС многодиапазонных РЛИ обеспечивает синергетический эффект – повышение полноты и достоверности фрактального анализа за счет единства вычислений (свойства эмерджентности сложной системы) на основе фрактального подхода.

Следует отметить, что одним из наиболее эффективных признаков тематической обработки РЛИ, получаемых в условиях преднамеренных помех, являются фрактальные или текстурно-фрактальные признаки, т.е. ТТФО [1-24], что обуславливает целесообразность их обоснования в качестве единого научно-методологического подхода к обработке многомерных РЛИ. Заметим, что математический аппарат теории фракталов априорно предполагает многомерность анализируемых данных, что целиком и полностью обосновывает правильность и значимость выбора нашего направления фундаментальных исследований по фракталам и дробным операторам в радиофизике, радиотехнике и радиолокации (более 40 лет назад).

Все сказанное выше - это яркая перспектива, к которой можно и должно стремиться, поскольку *“Будущее зависит от того, что мы делаем в настоящем”* (Махатма Ганди).

Внедрение фракталов, эффектов скейлинга и дробных операторов дает «импульс» и современной радиоэлектронике, так как вся предыдущая и настоящая радиоэлектроника базируется исключительно (и только!) на основе теории целочисленных функций.

Ранее это было определено автором как *фрактальная парадигма* [45] и *фрактальный инжиниринг* [12, 46]. И это *принципиально новая радиотехника.*

Наш приоритет в этой областях на 2024 год закреплен более чем 1200 работами и 47 отечественными и зарубежными монографиями и отдельными главами в них на русском, английском и китайском языках; сделаны доклады в 23 странах. В научно-информационной сети Research Gate ([А. А. Potapov \(researchgate.net\)](https://www.researchgate.net)) работы автора сейчас читают более 60 тысяч корреспондентов.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Автор выражает искреннюю благодарность своим ученикам и коллегам, с которыми были поставлены, выполнены и продолжают развиваться научно-исследовательские работы по фракталам в РСА и фотонике / радиофотонике.

Исследования выполнены в рамках Государственного задания ИРЭ РАН, тема «Эфир - 2».

ЛИТЕРАТУРА

1. Potapov Alexander A. Author's Approaches to Fractal Engineering and the Philosophy of Fractal Engineering: Fractal Radio Systems and International Priorities in the Study of Fractal Applications in Radio Electronics // Proc. IEEE Conf. Antenna Measurements & Applications (IEEE CAMA) (China, Guangzhou, 14 - 17 December 2022). - 6 p. DOI: 10.1109/CAMA56352.2022.10002640. – (Date Added IEEE Xplore: 05 January 2023).
2. Потапов А.А. Дорожные карты «Фракталы», «Фотоника» и «Искусственный интеллект» необходимо объединить: наши международные приоритеты в сквозных технологиях. - Части I – III // Материалы докл. 8-й Междунар. НТК «В.Ф. Уткин – 100 лет со дня рождения. Космонавтика. Радиоэлектроника. Геоинформатика» (г. Рязань, 27 - 29 сентября 2023 г.). Рязань: РГРТУ, 2023. - С. 162-175.
3. Potapov Alexander A. Roadmaps “Fractals”, “Artificial Intelligence” and “Photonics” Need to Be Combined (Our International Priorities in End-to-End Technologies) // Proc. 16th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies / Ed. by The Nonferrous Metals Society of China (Haikou, Hainan Province, China: November 06 - 14, 2023). Changsha: Central South University Press, 2023. - P. 31-36.
4. Потапов А.А. Топологическая текстурно-фрактальная обработка информации и вычислительные метаповерхности в сквозных технологиях // Аннотированная программа III Всероссийского форума с международным участием “Академические Жуковские чтения” (г. Воронеж, 22 - 24 ноября 2023 г.). Воронеж: ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», 2023. - С. 109. (Пленарный доклад).
5. Потапов А.А. Статистический подход к описанию изображений текстур земной поверхности в оптическом и радиодиапазоне // Тез. докл. Всес. конф. «Математические методы распознавания образов (ММРО-IV)» (Рига, 24 - 26 октября 1989 г.). Рига: Изд. МИПКРРиС, 1989. Ч. 4. - С. 150-151.
6. Потапов А.А. Применение модулированных ММВ для формирования и идентификации изображений // Радиотехника. 1989. № 12. С. - 61-64.
7. Потапов А.А. Радиофизическая модель формирования эталонных радиолокационных карт неоднородной местности в диапазоне миллиметровых волн // Электромагнитные волны и электронные системы. 1997. Т. 2. № 4. - С. 31-34.
8. Потапов А.А. Детерминированный хаос в радиолокационных изображениях земной поверхности и фрактальные сигнатуры распознавания // Тез. докл. ЛП Научной сессии, посв. Дню Радио (Москва, 21 - 22 мая 1997 г.). М.: Изд. РНТО РЭС им. А.С. Попова, 1997. Т. 1. - С. 169.

9. Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации // Тез. докл. Региональной XXIII конф. по распространению радиоволн (Санкт-Петербург, 28-29 октября 1997 г.). СПб.: Изд. СПГУ, 1997. - С. 25.
10. Потапов А.А., Герман В.А. Обнаружение искусственных объектов с помощью фрактальных сигнатур // Тез. докл. 3-й Всероссийской с участием стран СНГ конф. «Распознавание образов и анализ изображений: новые информационные технологии» (Нижний Новгород, 1 - 7 декабря 1997 г.). Н. Новгород: Изд-во НИИ ПМК при ННГУ, 1997. Ч. 1. - С. 213-217.
11. Профессор Александр Алексеевич Потапов. Фракталы в действии: Библиографический указатель / Под ред. акад. Ю.В. Гуляева. М.: ЦПУ «Радуга», 2019. - 256 с. (Одобрено Ученым советом ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН 26.12.2018 г., протокол № 8).
12. Потапов А.А. Топологическая текстурно-фрактальная обработка сигналов и полей в радиофизике, радиотехнике и радиолокации: созданные методы и технологии (1979 – 2022 гг.) - фрактальный инжиниринг // Annual Geospatial Almanac «GeoContext». 2022. V. 10. No. 1. - P. 6-56. (Publ.: 2023-01-04 in Russian). <https://geo-context.org/index.php/geocontext/article/view/62>
13. Патент RU 2746038 C1 G06T 5/50 (2020.09). Способ фрактального комплексирования многочастотных радиолокационных изображений / Кузнецов В.А., Потапов А.А., Аликулов Е.А. // (Приоритет изобретения 05.09.2020 г. Дата государственной регистрации 06.04.2021 г.). Бюл. № 10.
14. Потапов А.А., Кузнецов В.А., Аликулов Е.А. Анализ способов комплексирования изображений, формируемых многодиапазонными радиолокационными станциями с синтезированной апертурой // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24. № 3. - С. 6-21.
15. Потапов А.А., Кузнецов В.А., Потоцкий А.Н. Новый класс топологических текстурно-мультифрактальных признаков и их применение для обработки радиолокационных и оптических малококонтрастных изображений // Радиотехника и электроника. 2021. Т. 66. № 5. - С. 457-467.
16. Potapov A.A., Kuznetsov V.A., and Pototskii A.N. New Class of Topological Textural Multifractal Descriptors and Their Application for Processing Low-Contrast Radar and Optical Images // Journal of Communications Technology and Electronics. 2021. V. 66. No. 5. - P. 581-590.
17. Потапов А.А., Кузнецов В.А., Аликулов Е.А. Структурно-параметрический синтез систем оптимальной текстурно-фрактальной обработки многомерных радиолокационных изображений // Радиотехника и электроника. 2022. Т. 67. № 1. - С. 51-67.
18. Potapov A.A., Kuznetsov V.A., and Alikulov E.A. Structural-Parametric Synthesis of Systems for Optimal Texture-Fractal Processing of Multidimensional Radar Images // Journal of Communications Technology and Electronics. 2022. V. 67. No. 1. - P. 63-78.
19. Потапов А.А., Кузнецов В.А. Текстурно-фрактальный анализ поляриметрических изображений, формируемых радиолокационными станциями с синтезированной апертурой // Радиотехника и электроника. 2023. Т. 68. № 10. - С. 941-953. (К 70-летию ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН).
20. Potapov A.A., Kuznetsov V.A. Textural-Fractal Analysis of Polarimetric Images Generated by Synthetic Aperture Radar // Journal of Communications Technology and Electronics. 2023. V. 68. No. 10. - P. 1127-1139. (To the 70th Anniversary of the IREE, Russian Academy of Sciences).
21. Potapov Alexander A., Kuznetsov Viktor A., Pototsky Anton N. New Fractal Features for Textural Morphologic Analysis // 14th Chaotic Modeling and Simulation Int. Conf.

- CHAOS'2021 (Athens, Greece: 08 - 11 June, 2021) / Eds.: C. Skiadas and Y. Dimotikalis (Springer Proceedings in Complexity book series - SPCOM). Cham, Switzerland: Springer Int. Publ., 2022. - P. 337-346. https://doi.org/10.1007/978-3-030-96964-6_23
22. Кузнецов В.А., Потапов А.А. Фрактальный подход к обоснованию разрешающей способности многодиапазонных радиолокационных станций. - В кн.: Радиолокация. Теория и практика / Под ред. А.Б. Бляхмана. М.: ЮНИТИ-ДАНА, 2023. - С. 87-97. (Всего в монографии 719 с.).
 23. Потапов А.А., Кузнецов В.А., Потоцкий А.Н. Методика расчета новых фрактальных признаков анизотропных радиолокационных изображений. - В кн.: Радиолокация. Теория и практика / Под ред. А.Б. Бляхмана. М.: ЮНИТИ-ДАНА, 2023. - С. 97-108. (Всего в монографии 719 с.).
 24. Потапов А.А., Кузнецов В.А. Способ комплексирования многочастотных радиолокационных изображений на основе фрактального подхода. - В кн.: Радиолокация. Теория и практика / Под ред. А.Б. Бляхмана М.: ЮНИТИ-ДАНА, 2023. - С. 108-115. (Всего в монографии 719 с.).
 25. Потапов А.А. Вычислительные диэлектрические метаповерхности в фотонных топологических устройствах обработки многомерных сигналов // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 1. - С. 11-30.
 26. Потапов А.А. Интеллектуальные метаповерхности, Фурье-оптика и криптография: новые научные горизонты // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 2. - С. 113-146.
 27. Li Lianlin, Zhao Hanting, Liu Che, Li Long, and Cui Tie Jun. Intelligent metasurfaces: control, communication and computing // eLight. 2022. V. 2. No. 7. 24 p.
 28. Zhang Xin Ge, Sun Ya Lun, Huang Zhixiang, Jiang Wei Xiang. A review of light-controlled programmable metasurfaces for remote microwave control and hybrid signal processing // Engineering Reports. 2023. V 5. No. 9. e12658.
 29. Rogalski A. and Sizov F. Terahertz detectors and focal plane arrays // Opto-Electronics Review. 2011. V. 19. No. 3. - P. 346-404.
 30. Lettington A.H., Blankson I.M., Attia M.F., & Dunn D. Review of imaging architecture // Proc. SPIE. 2002. V. 4719, Infrared and Passive Millimeter-wave Imaging Systems: Design, Analysis, Modeling, and Testing. - P. 327-340.
 31. Hirata A., Kosugi T., Meisl N., Shibata T., and Nagatsuma T. High directivity photonic emitter using photodiode module integrated with HEMT amplifier for 10-Gbit/s wireless link // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. 2004. V. 52. No. 8. - P. 1843-1850.
 32. Hadeel Elayan, Osama Amin, Basem Shihada, Raed M. Shubair, and Mohamed-Slim Alouini. Terahertz Band: The Last Piece of RF Spectrum Puzzle for Communication Systems // IEEE Open Journal of the Communications Society. 2020. V. 1. No 1. - P. 1-32.
 33. von Neumann J., Wigner E.P. Über merkwürdige diskrete Eigenwerte // Physikalische Zeitschrift. 1929. V. 30. - P. 465-467.
 34. Hsu C., Zhen B., Stone A., Joannopoulos J. & Soljačić M. Bound states in the continuum // Nat. Rev. Mater. 2016. V.1. Article number: 16048.
 35. Aspelmeyer M., Kippenberg T. J., and Marquardt F. Cavity optomechanics // Reviews of Modern Physics. 2014. V. 86. No. 4. - P. 1391-1452.
 36. Wiederhecker G. S., Dainese P., and Alegre T. P. M. Brillouin optomechanics in nanophotonic structures // APL Photonics. 2019. V. 4 (7). Article number: 071101. 29 p.
 37. Yang Shuaifeng, Wan Lei, Wang Fugen, Potapov Alexander A., and Feng Tianhua. Strong optomechanical coupling in chain-like waveguides of silicon nanoparticles with quasi-bound states in the continuum // Optics Letters. 2021. V. 46. No 18. - P. 4466-4469.
 38. Wang Fugen, Yuan Jin, Yang Shuaifeng, Potapov Alexander A., Zhang Xin, Liang Zixian, and Feng Tianhua. Compact ring resonators of silicon nanorods for strong optomechanical interaction // Nanoscale. 2023. V. 15. No. 10. - P. 4982-4990.

39. Tie Jun Cui. Microwave metamaterials // National Science Review. 2018. V. 5. No 2. - P. 134-136.
40. Ma Qian, Bai Guo Dong, Jing Hong Bo, Yang Cheng, Li Lianlin and Cui Tie Jun. Smart metasurface with self-adaptively reprogrammable functions // Light: Science & Applications. 2019. V. 8. Article number: 98. 12 p.
41. Ji W., Chang J., Xu H.-X., Gao J.R., Gröblacher S., Urbach H.P. Recent advances in metasurface design and quantum optics applications with machine learning, physics-informed neural networks, and topology optimization methods // Light: Science & Applications. 2023. V. 12. Article number: 169. 16 p.
42. Jiang Wei, Han Bin, Habibi Mohammad Asif, Schotten Hans Dieter. The Road Towards 6G: A Comprehensive Survey // IEEE Open Journal of the Communications Society. 2021. V. 2. - P. 334-366. DOI: [10.1109/OJCOMS.2021.3057679](https://doi.org/10.1109/OJCOMS.2021.3057679)
43. Gong Tierui, et al. Holographic MIMO Communications: Theoretical Foundations, Enabling Technologies, and Future Directions // TechRxiv. April 29, 2023. 58 p. <https://www.techrxiv.org/doi/full/10.36227/techrxiv.21669656.v2>
44. URL: <https://www.scmp.com/news/china/science/article/3237799/chinese-scientists-move-step-closer-6g-network-after-space-test-new-satellite-communication> (Published 15 Oct, 2023); Лазер-Информ. № 22 (757). Ноябрь 2023. - С. 10.
45. Потапов А.А. Фрактальный метод и фрактальная парадигма в естествознании. Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2012. - 108 с.
46. Потапов А.А. Фрактальные приложения в радиоэлектронике как фрактальная инженерия // РЭНСИТ. 2022. Т. 14. № 3. - С. 215-232.

REFERENCES

1. Potapov Alexander A. Author's Approaches to Fractal Engineering and the Philosophy of Fractal Engineering: Fractal Radio Systems and International Priorities in the Study of Fractal Applications in Radio Electronics // Proc. IEEE Conf. Antenna Measurements & Applications (IEEE CAMA) (China, Guangzhou, 14 - 17 December 2022). 6 p. DOI: 10.1109/CAMA56352.2022.10002640. – (Date Added IEEE Xplore: 05 January 2023).
2. Potapov A.A. The Fractals, Photonics and Artificial Intelligence roadmaps need to be brought together: our international priorities in end-to-end technologies. - Parts I – III // Report materials 8th Int. STC "V.F. Utkin - 100 years since his birth. Cosmonautics. Radioelectronics. Geoinformatics" (Ryazan, September 27 - 29, 2023). Ryazan: RSREU named after V.F. Utkin, 2023. - P. 162-175.
3. Potapov Alexander A. Roadmaps “Fractals”, “Artificial Intelligence” and “Photonics” Need to Be Combined (Our International Priorities in End-to-End Technologies) // Proc. 16th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies / Ed. by The Nonferrous Metals Society of China (Haikou, Hainan Province, China: November 06 - 14, 2023). Changsha: Central South University Press, 2023. - P. 31-36.
4. Potapov A.A. Topological texture-fractal information processing and computational metasurfaces in end-to-end technologies // Annotated program of the III All-Russian Forum with international participation “Academic Zhukovsky Readings” (Voronezh, November 22 - 24, 2023). Voronezh: Russian Air Force Military Educational and Scientific Center Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, 2023. - P. 109. (*Plenary report*).
5. Potapov A.A. A statistical approach to describing images of the earth's surface textures in the optical and radio ranges // Abstracts of the papers of the All-Union Conf. «Mathematical methods for pattern recognition (MMPR-IV)» (Riga, October 24 - 26, 1989). Riga: Publ. House of MIPKRRiS, 1989. Part 4. - P. 150-151.

6. Potapov A.A. Application of modulated MMWs for image formation and identification // Radio engineering. 1989. № 12. - P. 61-64.
7. Potapov A.A. Radiophysical model for the formation of reference radar maps of inhomogeneous terrain in the millimeter wave range // Electromagnetic waves and electronic systems. 1997. V. 2. № 4. - P. 31-34.
8. Potapov A.A. Deterministic chaos in radar images of the earth's surface and fractal recognition signatures // Abstracts of reports of the LII Scientific session dedicated to Radio Day (Moscow, May 21 - 22, 1997). M.: Publ. House of Russian Scientific and Technical Society of Radio Engineering, Electronics and Communications named after A. S. Popov, 1997. V. 1. - P. 169.
9. Potapov A.A. Fractals in radiophysics and radar // Abstracts of the papers of the Regional XXIII Conf. on Radio Wave Propagation (St. Petersburg, October 28-29, 1997). SPb.: Publ. House of St. Petersburg State University, 1997. - P. 25.
10. Potapov A.A., German V.A. Detection of artificial objects using fractal signatures // Abstracts of reports of the 3rd All-Russian conference with the participation of the countries of the CIS "Pattern recognition and image analysis: new information technologies" (Nizhny Novgorod, December 1 - 7, 1997). N. Novgorod: Publ. House of Research Institute of Applied Mathematics and Cybernetics of Nizhny Novgorod State University, 1997. Part 1. - P. 213-217.
11. Professor Alexander Alekseevich Potapov. Fractals in action: Biobibliographic Index / Ed. Academician Yu.V. Gulyaev. M.: CPU "Raduga", 2019. - 256 p. (*Approved by the Academic Council of the V.A. Kotelnikov IRE RAS on December 26, 2018*).
12. Potapov A.A. Topological texture-fractal processing of signals and fields in radiophysics, radio engineering and radiolocation: developed methods and technologies (1979 – 2022) - fractal engineering // Annual Geospatial Almanac «GeoContext». 2022. V. 10. No. 1. - P. 6-56. (Publ.: 2023-01-04 in Russian). <https://geo-context.org/index.php/geocontext/article/view/62>
13. Patent RU 2746038 C1 G06T 5/50 (2020.09). Method for fractal complexing of multifrequency radar images / Kuznetsov V.A., Potapov A.A., Alikulov E.A. // (Effective date for property rights: 05.09.2020. Registration date: 06.04.2021 г.). Bull. № 10.
14. Potapov A.A., Kuznetsov V.A., Alikulov E.A. Methods for Complexing Images Formed by Multi-Band Synthetic Aperture Radars // Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021. V. 24. № 3. - P. 6-21.
15. Potapov A.A., Kuznetsov V.A., Pototskii A.N. New Class of Topological Textural Multifractal Descriptors and Their Application for Processing Low-Contrast Radar and Optical Images // Radiotekhnika i Elektronika. 2021. V. 66. № 5. - P. 457-467. (*Russian Text*).
16. Potapov A.A., Kuznetsov V.A., and Pototskii A.N. New Class of Topological Textural Multifractal Descriptors and Their Application for Processing Low-Contrast Radar and Optical Images // Journal of Communications Technology and Electronics. 2021. V. 66. No. 5. - P. 581-590.
17. Potapov A.A., Kuznetsov V.A., Alikulov E.A. Structural-Parametric Synthesis of Systems for Optimal Texture-Fractal Processing of Multidimensional Radar Images // Radiotekhnika i Elektronika. 2022. V. 67. № 1. - P. 51-67. (*Russian Text*).
18. Potapov A.A., Kuznetsov V.A., and Alikulov E.A. Structural-Parametric Synthesis of Systems for Optimal Texture-Fractal Processing of Multidimensional Radar Images // Journal of Communications Technology and Electronics. 2022. V. 67. No. 1. - P. 63-78.
19. Potapov A.A., Kuznetsov V.A. Textural-Fractal Analysis of Polarimetric Images Generated by Synthetic Aperture Radar // Radiotekhnika i Elektronika. 2023. V. 68. № 10. - P. 941-953. (*К 70-летию ИПЭ им. В.А. Котельникова РАН*). (*Russian Text*).

20. Potapov A.A., Kuznetsov V.A. Textural-Fractal Analysis of Polarimetric Images Generated by Synthetic Aperture Radar // *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2023. V. 68. No. 10. - P. 1127-1139. (*To the 70th Anniversary of the IREE, Russian Academy of Sciences*).
21. Potapov Alexander A., Kuznetsov Viktor A., Pototsky Anton N. New Fractal Features for Textural Morphologic Analysis // 14th Chaotic Modeling and Simulation Int. Conf. CHAOS'2021 (Athens, Greece: 08 - 11 June, 2021) / Eds.: C. Skiadas and Y. Dimotikalis (Springer Proceedings in Complexity book series - SPCOM). Cham, Switzerland: Springer Int. Publ., 2022. - P. 337-346. https://doi.org/10.1007/978-3-030-96964-6_23
22. Kuznetsov V.A., Potapov A.A. Fractal approach to substantiating the resolution of multi-band radar stations. - In the book: Radar. Theory and practice / Ed. A.B. Blyakhman. M.: Publ. House UNITY-DANA, 2023. - P. 87-97. (*In total, the monograph contains 719 pp.*).
23. Potapov A.A., Kuznetsov V.A., Pototskii A.N. Methodology for calculating new fractal features of anisotropic radar images. - In the book: Radar. Theory and practice / Ed. A.B. Blyakhman. M.: Publ. House UNITY-DANA, 2023. - P. 97-108. (*In total, the monograph contains 719 pp.*).
24. Potapov A.A., Kuznetsov V.A. A method for integrating multi-frequency radar images based on a fractal approach. - In the book: Radar. Theory and practice / Ed. A.B. Blyakhman. M.: Publ. House UNITY-DANA, 2023. - P. 108-115. (*In total, the monograph contains 719 pp.*).
25. Potapov A.A. Computational Dielectric Metasurfaces in Photonic Topological Devices for Multidimensional Signal Processing // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. 2024. V. 16. № 1. - P. 11-30.
26. Potapov A.A. Intelligent Metasurfaces, Fourier Optics and Cryptography: New Scientific Horizons // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. 2024. V. 16. № 2. - P. 113-146.
27. Li Lianlin, Zhao Hanting, Liu Che, Li Long, and Cui Tie Jun. Intelligent metasurfaces: control, communication and computing // *eLight*. 2022. V. 2. No. 7. 24 p.
28. Zhang Xin Ge, Sun Ya Lun, Huang Zhixiang, Jiang Wei Xiang. A review of light-controlled programmable metasurfaces for remote microwave control and hybrid signal processing // *Engineering Reports*. 2023. V 5. No. 9. e12658.
29. Rogalski A. and Sizov F. Terahertz detectors and focal plane arrays // *Opto-Electronics Review*. 2011. V. 19. No. 3. - P. 346-404.
30. Lettington A.H., Blankson I.M., Attia M.F., & Dunn D. Review of imaging architecture // *Proc. SPIE*. 2002. V. 4719, Infrared and Passive Millimeter-wave Imaging Systems: Design, Analysis, Modeling, and Testing. - P. 327-340.
31. Hirata A., Kosugi T., Meisl N., Shibata T., and Nagatsuma T. High directivity photonic emitter using photodiode module integrated with HEMT amplifier for 10-Gbit/s wireless link // *IEEE Trans. Microw. Theory Techn*. 2004. V. 52. No. 8. - P. 1843-1850.
32. Hadeel Elayan, Osama Amin, Basem Shihada, Raed M. Shubair, and Mohamed-Slim Alouini. Terahertz Band: The Last Piece of RF Spectrum Puzzle for Communication Systems // *IEEE Open Journal of the Communications Society*. 2020. V. 1. No 1. - P. 1-32.
33. von Neumann J., Wigner E.P. Über merkwürdige diskrete Eigenwerte // *Physikalische Zeitschrift*. 1929. V. 30. - P. 465-467.
34. Hsu C., Zhen B., Stone A., Joannopoulos J. & Soljačić M. Bound states in the continuum // *Nat. Rev. Mater*. 2016. V.1. Article number: 16048.
35. Aspelmeyer M., Kippenberg T. J., and Marquardt F. Cavity optomechanics // *Reviews of Modern Physics*. 2014. V. 86. No. 4. - P. 1391-1452.
36. Wiederhecker G. S., Dainese P., and Alegre T. P. M. Brillouin optomechanics in nanophotonic structures // *APL Photonics*. 2019. V. 4 (7). Article number: 071101. 29 p.

37. Yang Shuaifeng, Wan Lei, Wang Fugen, Potapov Alexander A., and Feng Tianhua. Strong optomechanical coupling in chain-like waveguides of silicon nanoparticles with quasi-bound states in the continuum // *Optics Letters*. 2021. V. 46. No 18. - P. 4466-4469.
38. Wang Fugen, Yuan Jin, Yang Shuaifeng, Potapov Alexander A., Zhang Xin, Liang Zixian, and Feng Tianhua. Compact ring resonators of silicon nanorods for strong optomechanical interaction // *Nanoscale*. 2023. V. 15. No. 10. - P. 4982-4990.
39. Tie Jun Cui. Microwave metamaterials // *National Science Review*. 2018. V. 5. No 2. - P. 134-136.
40. Ma Qian, Bai Guo Dong, Jing Hong Bo, Yang Cheng, Li Lianlin and Cui Tie Jun. Smart metasurface with self-adaptively reprogrammable functions // *Light: Science & Applications*. 2019. V. 8. Article number: 98. 12 p.
41. Ji W., Chang J., Xu H.-X., Gao J.R., Gröblacher S., Urbach H.P. Recent advances in metasurface design and quantum optics applications with machine learning, physics-informed neural networks, and topology optimization methods // *Light: Science & Applications*. 2023. V. 12. Article number: 169. 16 p.
42. Jiang Wei, Han Bin, Habibi Mohammad Asif, Schotten Hans Dieter. The Road Towards 6G: A Comprehensive Survey // *IEEE Open Journal of the Communications Society*. 2021. V. 2. - P. 334-366. DOI: [10.1109/OJCOMS.2021.3057679](https://doi.org/10.1109/OJCOMS.2021.3057679)
43. Gong Tierui, et al. Holographic MIMO Communications: Theoretical Foundations, Enabling Technologies, and Future Directions // *TechRxiv*. April 29, 2023. 58 p. <https://www.techrxiv.org/doi/full/10.36227/techrxiv.21669656.v2>
44. URL: <https://www.scmp.com/news/china/science/article/3237799/chinese-scientists-move-step-closer-6g-network-after-space-test-new-satellite-communication> (*Published 15 Oct, 2023*); *Laser-Inform*. № 22 (757). November 2023. - P. 10.
45. Potapov A.A. Fractal method and fractal paradigm in natural science. Voronezh: IPC “Scientific Book”, 2012. - 108 p.
46. Potapov A.A. Fractal applications in radio electronics as fractal engineering // *RENSIT*. 2022. V. 14. No. 3. - P. 215-232.

СИГНАЛЫ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНОЙ ИНФОРМАЦИИ С НЕПРЕРЫВНОЙ ФАЗОЙ

А. В. Зюльков

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Проанализированы спектральные и энергетические характеристики простых сигналов с плавным изменением фазы для передачи дискретной информации.

Ключевые слова: фазовая модуляция, спектральная эффективность.

DISCRETE INFORMATION TRANSMISSION SIGNALS WITH CONTINUOUS PHASE

A.V. Zyulkov

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The spectral and energy characteristics of simple signals with a smooth phase change for the transmission of discrete information are analyzed.

Keywords: phase modulation, spectral efficiency.

1. ВВЕДЕНИЕ

Сигналы, применяемые в современных системах связи, характеризуются модуляционным форматом, представляющим собой совокупность модуляции и скорости передачи информации, а возможность их использования зависит от интегральных характеристик помехоустойчивости и спектральной эффективности [1-4 и др.]. Эти показатели качества связаны между собой, их использование при проектировании систем передачи информации обсуждается в литературе [2, 4 и др.]. И хотя улучшение одного показателя невозможно без ухудшения другого, тем не менее, в настоящее время активно исследуется возможность синтеза сигналов с высокой спектральной эффективностью, обладающих удовлетворительной помехоустойчивостью. Эти сигналы могут быть сформированы в базисах, отличных от гармонического, в том числе в базисах сплайн-функций Виленкина-Крестенсона [5]; построены на основе вейвлетов [3] и с использованием деформации констелляционных диаграмм сигнальных конструкций [6,7 и др.] и т.д.

Одним из перспективных методов синтеза фазоманипулированных сигналов является обеспечение непрерывности фазы (а еще лучше и ее производных) при манипуляции, что существенно повышает спектральную эффективность. Использование для этого сигналов специального вида, обладающих фрагментированностью и временной локализацией позволяет также улучшить точность синхронизации и обеспечить эффект структурной скрытности [3, 8 и др.].

Цель настоящей работы состоит в оценке спектральной эффективности одного вида фазоманипулированных сигналов с непрерывной фазой. Различные подобные сигналы рассмотрены в литературе [3, 4 и др.], однако предлагаемые просто генерируются и имеют лучшие характеристики спектральной эффективности и помехоустойчивости.

2. МОДЕЛЬ СИГНАЛА

В отличие от дискретной, манипуляция фазы импульсом, не имеющим разрывов непрерывности, обеспечивает существенное уменьшение ширины спектра сигнала.

Форма одного из таких импульсов $z(t)$, синтезирована в [8]. Этот сигнал может использоваться для фазовой модуляции при передаче дискретной информации. Он имеет ограниченную длительность, а параметр g характеризует крутизну фронта

$$z(t) = \frac{a}{sh(g\tau/2)} \begin{cases} sh(gt), & 0 \leq t \leq \tau/2, \\ sh(g(\tau-t)), & \tau/2 \leq t \leq \tau. \end{cases} \quad (1)$$

Однако в данной работе в качестве функции фазовой модуляции (аналога бинарной фазовой манипуляции ФМн-2) используется $f(\alpha, t)$ - периодическое продолжение простейшей аппроксимации $z(t)$. Таким образом, ФМ сигнал имеет вид

$$s(t) = a \sin[\omega_0 t + mf(\alpha, t)] \quad (2)$$

где ω_0 и m - несущая частота и индекс угловой модуляции. Параметры аппроксимации $f(\alpha, t)$ сигнала (1) выбраны так, чтобы обеспечить ее знакопостоянность на интервале манипуляции $[0, \tau]$. Фазовую модуляцию с использованием $f(\alpha, t)$ (назовем ее zФМ) будем сравнивать по спектральной и энергетической эффективности с бинарной ФМн-2. На рисунках 1, 2 приведены вид сигнала (1) для двух значений g , периодическая функция, полученная с использованием (1) и ее аппроксимация $f(\alpha, t)$, используемая для фазовой модуляции.

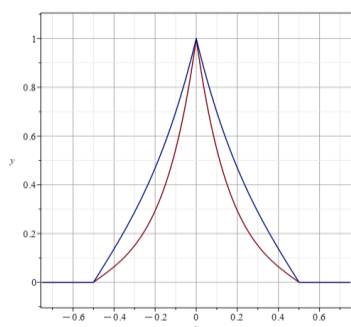


Рис.1.

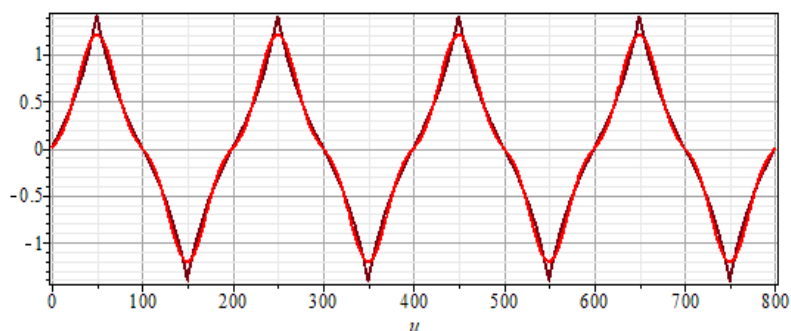


Рис.2.

Реализации сигналов с ФМн-2 и zФМ представлены на рисунках 3, 4.

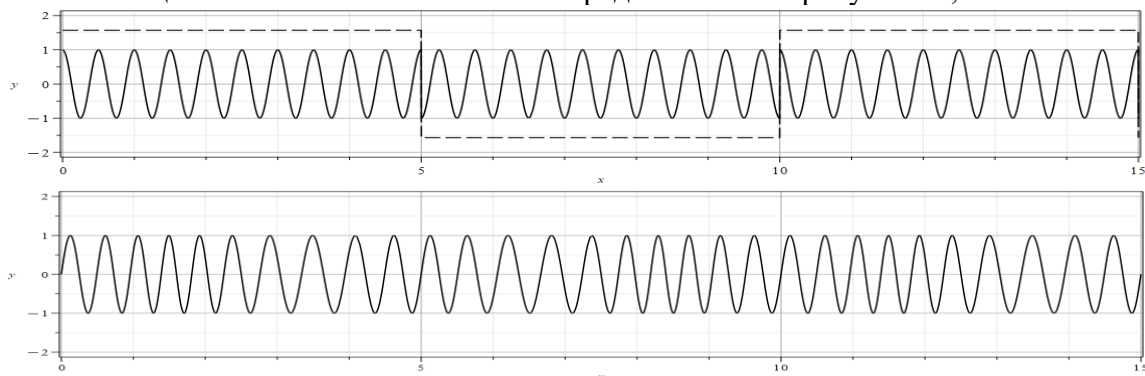


Рис. 3, 4.

3. ВЫБОР ИНДЕКСА УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИИ

Очевидно, что zФМ имеет более узкий спектр, чем ФМн, но худшую энергетику. Величина этих различий определяется значением индекса угловой модуляции m .

При работе на фоне белого гауссовского шума со спектральной плотностью мощности N_0 вероятность битовой ошибки (ошибки различения) задается соотношением [1, 2 и др.]

$$P_b = 1 - \Phi(z\sqrt{(1-r)/2}), \quad \Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp(-t^2/2) dt, \quad (3)$$

где $\Phi(x)$ - интеграл вероятности, $z^2 = 2E/N_0$ - отношение сигнал-шум, E - энергия, а r - коэффициент корреляции различаемых посылок сигнала.

Вид зависимостей отношения средних мощностей (и энергий посылок) zФМ и ФМн-2 приведен на рисунке 5. При небольших значениях m они совпадают. На рисунке 6 приведен вид зависимости $r(m)$ для zФМ.

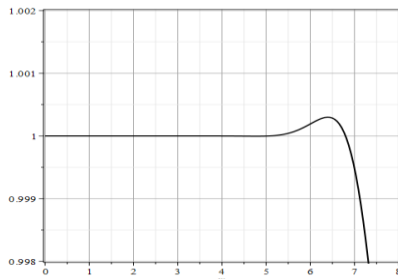


Рис. 5.

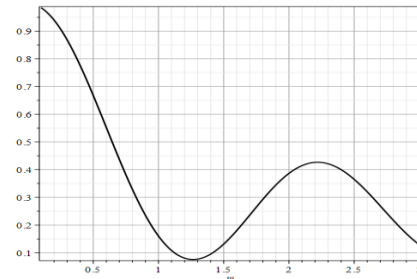


Рис. 6.

Использование значения $m_0 = 1,26$, обеспечивающего минимум $r(m_0) = 0,0756$ приводит к уменьшению аргумента интеграла вероятности и росту вероятности битовой ошибки в (3) по сравнению с ФМн-2 (когда $r = -1$), чуть более, чем в $\sqrt{2}$ раз, т.е. примерно на 1,5 дБ. Для обеспечения минимальной ширины амплитудно-частотного спектра при угловой модуляции величина m должна быть как можно меньше. Однако ее уменьшение по сравнению со значением $m = m_0$ приводит к росту вероятности битовой ошибки P_b . Поэтому дальнейшие численные расчеты проводились для $m = m_0$.

4. АНАЛИЗ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ

На рисунках 7, 8 в качестве иллюстрации приведены результаты расчета амплитудно-частотных спектров периодически модулированных сигналов с ФМн-2 (рисунок 7) и zФМ (рисунок 8).

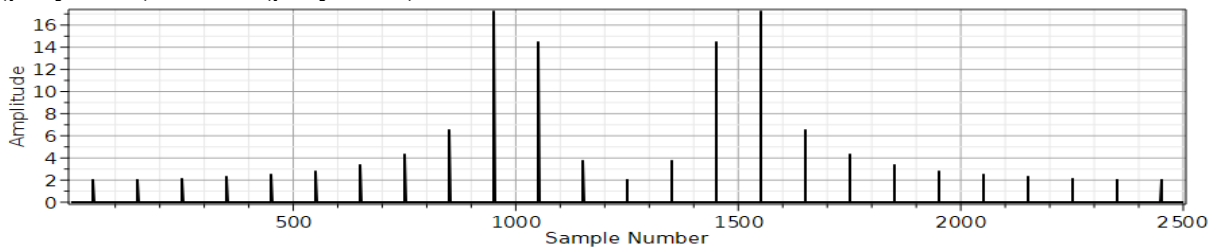


Рис. 7.

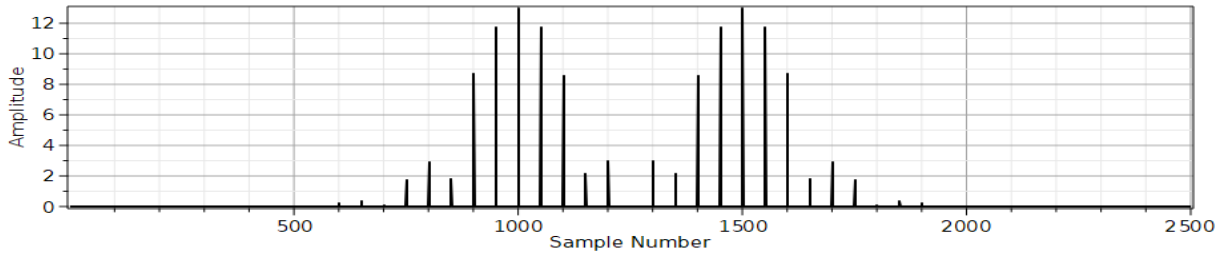


Рис. 8.

При использовании простейшей двухчастотной аппроксимации $f(\alpha, t)$ функции (1) амплитуды спектральных гармоник имеют величины $J_i(m_0)J_j(\alpha m_0)$, где $J_k(\cdot)$ - функция Бесселя действительного аргумента. Таким образом несложно рассчитать долю полной средней мощности, содержащейся в k гармониках спектра сигнала зФМ. Выбор значения $\alpha = 1/3$ обеспечивает неотрицательность и бесконечную дифференцируемость функции $f(\alpha, t)$ на интервале $[0, \tau]$. В таблице 1 приведены округленные значения γ_k при разных k для выбранных значений параметров.

Оценим долю полной энергии, содержащейся в полосе частот ФМн-2 – сигнала. Выбранная функция фазовой модуляции для периодического ФМн-сигнала представляет собой меандр с периодом 2τ . Поэтому удвоенная ширина спектра посылки длительностью совпадает с разностью частот F гармоник спектра, определяемой периодом. Таким образом, в каждый лепесток спектра прямоугольного импульса, попадает одна гармоника. Совокупность квадратов амплитуд этих гармоник и определяет долю энергии в полосе частот спектра.

Таблица 1

k	2	3	4	5	∞
γ_k	0,6	0,8	0,9	0,95	1
χ_k	2,1	2,8	3,7	5,6	

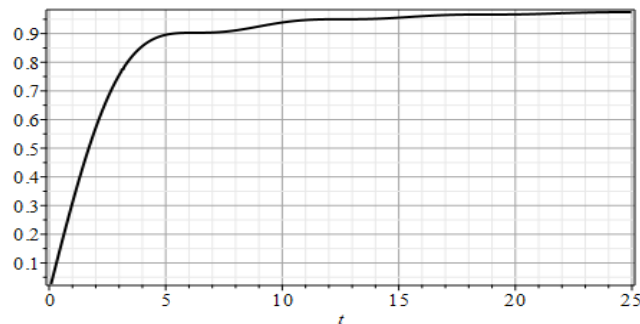


Рис. 9.

Необходимую ширину спектра прямоугольного импульса, содержащего заданную долю энергии, можно определить из зависимости [9], определяющей концентрацию энергии видеоимпульса в полосе частот β

$$\eta(\beta\tau/2) = \frac{2}{\pi} \left[\text{si}(\beta\tau) - \frac{\sin^2(\beta\tau/2)}{\beta\tau/2} \right], \quad (4)$$

где $\text{si}(x) = \int_0^x \frac{\sin(t)}{t} dt$ - интегральный синус. График функции $\eta(x)$ приведен на рисунке

9. Решая уравнение $\eta(\beta_k/2F) = \gamma_k$ находим значение β_k оценки полосы частот ФМн-2 ,

содержащей такую же относительную среднюю долю мощности, что и zФМ, а также отношение полос частот $\chi_k = \beta_k / 2kF = \eta^{-1}(\gamma_k) / (2k)$ ($\eta^{-1}(\cdot)$ - обратная функция). Значения величины χ_k приведены в таблице. Таким образом приблизительно 90% средней мощности для zФМ содержится в полосе частот в 3,7 раза уже, чем для ФМн-2. С ростом учитываемой доли мощности этот выигрыш резко возрастает (как абсцисса точки кривой рис.9 с ростом ординаты).

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе аналитическими методами проведено сравнение спектральных эффективностей предложенного и ФМн-2 сигналов. Использование вида (1) функции фазовой модуляции обеспечивает [8] возможность (при необходимости) улучшения синхронизации, а применяемая в работе аппроксимация реализует непрерывность фазы сигнала и ее производных. Поэтому, при заданном индексе фазовой модуляции m , сигнал имеет максимально узкую полосу амплитудно-частотного спектра. Уменьшение m приведет к росту P_b но не обеспечит существенного сокращения ширины полосы частот Δf , занимаемых сигналом, поскольку [9, 10] при малых m $\Delta f \sim m+1$. Поэтому, скорее всего, значение $m = m_0$ наиболее приемливо для практических приложений с учетом простоты используемой аппроксимации $f(\alpha, t)$. Некоторого уменьшения вероятностей битовых ошибок можно достигнуть, используя более сложные аппроксимации, за счет уменьшения коэффициента корреляции r различных посылок сигнала. Однако это приведет к усложнению реализации модулятора.

Сравнение с результатами [4] показывает, что рассматриваемый сигнал имеет существенное преимущество в спектральной эффективности, особенно при практически важных значениях γ .

ЛИТЕРАТУРА

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: Пер. с англ. М.: Изд. дом „Вильямс“, 2003. 1104 с.
2. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / Зюко А.Г., Фалько А.И., Панфилов И.П., Банкет В.Л., Иващенко П.В.. М.: Радио и связь, 1985. - 272 с.
3. Дворников С.В. Синтез манипулированных сигналов на основе вейвлет-функций / С.В. Дворников, С.С. Дворников, А.М. Спирин // Информационные технологии. - 2013. - № 12. - с. 52-55.
4. Дворников С.В. Спектрально-эффективные сигналы с непрерывной фазой / С.В. Дворников, С.С. Дворников, С.С. Манаенко, А.В. Пшеничников // Вестник Воронежского государственного технического университета, Т. 12, №2, 2016, с. 87-93.
5. Агиевич С.Н. Описание сигналов в базисах функций сплайн-Вилленкина – Крестенсона / С.Н. Агиевич, С.В. Дворников, А.С. Гусельников // Контроль Диагностика. – 2009, № 3. - с. 52–57.
6. Дворников С.В. Теоретические положения трансформации конstellационных диаграмм сигнальных конструкций / А.А. Погорелов, А.В. Пшеничников, Г.Ю. Литкевич // Вопр. радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения. 2015. № 6 (23). С. 119—126.

7. Гужва А.Ю., Дворников С.В., Русин А.А., Пшеничников А.В. Методика трансформации сигнального созвездия КАМ-16 с изменением его формы // Электросвязь. 2015. № 2. с. 28—31.
8. Зюльков А.В. Оптимизация формы видеоимпульса // Труды XXVII Междунар. н.-т. конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2021г. Т.1 с. 205-209.
9. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы М.: Высш.шк., 1988 – 448с.
10. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы М.: Радио и связь, 1986 – 512с.

REFERENCES

1. Sklyar B. Digital communication. Theoretical foundations and practical application: Trans. from English M.: Publishing house. Williams House, 2003. 1104 p.
2. Noise immunity and efficiency of information transmission systems / Zyuko A.G., Falko A.I., Panfilov I.P., Banquet V.L., Ivashchenko P.V.. M.: Radio and Communications, 1985. - 272 s.
3. Dvornikov S.V. Synthesis of manipulated signals based on wavelet functions / Dvornikov S.V. , Dvornikov S.S. , Spirin A.M. // Information Technology. - 2013. - No. 12. - P. 52-55.
4. Dvornikov S.V., Dvornikov S.S., Manaenko S.S., Pshenichnikov A.V. Spectral-efficient signals with continuous phase// Bulletin of Voronezh State Technical University, vol. 12, no. 2, 2016, pp. 87-93.
5. Agievich S.N. Description of signals in the basis of spline-Vilenkin – Chrestenson functions / S.N. Agievich, S.V. Dvornikov, A.S. Guselnikov // ControlDiagnostics. – 2009, No. 3. - P. 52–57.
6. Dvornikov S.V., Pogorelov A.A., Pshenichnikov A.V. Litkevich G.Yu. Theoretical provisions for the transformation of constellation diagrams of signal structures // Issues. radio electronics. Ser. Television technology. 2015. No. 6 (23). pp. 119-126.
7. Guzhva A.Yu., Dvornikov S.V., Rusin A.A., Pshenichnikov A.V. Methodology for transforming the КАМ-16 signal constellation with changing its shape // Electrosvyaz. 2015. No. 2. P. 28-31.
8. Zyul'kov A.V. Optimization of the video pulse shape // Proceedings of the XXVII Intern. n.-t. conference 'Radar, navigation, communications', Voronezh, 2021. T.1 p. 205-209.
9. Baskakov S.I. Radio engineering circuits and signals M.: Higher school, 1988 – 448 p.
10. Gonorovsky I.S. Radio engineering circuits and signals M.: Radio and communication, 1986 – 512 p.

АДАПТИВНАЯ ЦИФРОВАЯ КОРРЕКЦИЯ СИГНАЛА В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ ДЛЯ ЛИНЕАРИЗАЦИИ АНАЛОГОВОГО РАДИОТРАКТА

Л.И. Аверина¹, В.А. Золотухин¹, В.Д. Шутов²

¹Воронежский Государственный Университет (ВГУ), Воронеж, Россия

²АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрена задача цифровой коррекции передаваемого сигнала для линейаризации характеристики аналогового радиотракта с нелинейным усилителем мощности. Приведены архитектуры передающих систем с цифровой коррекцией во временной и частотной областях. Выведены соотношения для различных алгоритмов идентификации полиномиальных моделей цифровых корректоров как на основе метода наименьших квадратов, так и с применением метода блочного стохастического градиента. Проведен сравнительный анализ рассмотренных структур на основе компьютерного моделирования.

Ключевые слова: цифровые предискажения, нелинейный усилитель мощности, архитектура прямого обучения, частотная область.

ADAPTIVE DIGITAL SIGNAL CORRECTION IN THE FREQUENCY DOMAIN FOR ANALOG PATH LINEARIZATION

L.I. Averina¹, V.A. Zolotukhin¹, V.D. Shutov²

¹Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

²JSC «Sozvezdie» Concern», Voronezh, Russia

Abstract. The problem of digital correction of analog radio path with nonlinear power amplifier is considered. Transmission system architectures with digital correction in time and frequency domains are given. The relations for different algorithms for identification of polynomial models of digital correctors both on the basis of the least squares method and with application of the block stochastic gradient method are derived. A comparative analysis of the considered structures on the basis of computer modeling is carried out.

Keywords: digital predistortion, nonlinear power amplifier, direct learning architecture, frequency domain.

1. ВВЕДЕНИЕ

Методы цифрового предискажения сигнала в передающем тракте призваны обеспечить его высокую спектральную локализацию в выделенном канале, чтобы помехи для соседнего канала из-за нелинейности усилителя мощности (УМ) были достаточно низкими [1]. Во многих случаях требования к линейаризации передающего тракта определяются уровнем внеполосных излучений в соседнем канале (ACPR), однако в диапазонах миллиметровых волн наибольший интерес представляет качество передаваемого сигнала в пределах основной полосы [2]. Кроме того, в системах с частотным мультиплексированием (OFDM), требования к форме сигнала в выделенном канале каждого пользователя могут отличаться в зависимости от используемых схем кодирования и модуляции. К тому же в системах на основе антенных решеток перевод корректора в частотную область позволит использовать число блоков коррекции пропорциональное не количеству антенных элементов, а числу абонентов или пространственных лучей. Такие нюансы требуют алгоритмов линейаризации способных

работать в частотно-селективном режиме. Однако существующие системы работают во временной области [3], что делает подобные предсказания труднодостижимыми, особенно в полосе пропускания.

Целью данной работы является проведение сравнительного анализа двух подходов к цифровой коррекции передающего тракта, реализуемых в идентичной архитектуре обучения параметров корректора, но работающих в различных областях обработки сигнала: традиционная линейризация во временной области (ЛВО) и метод предсказаний в частотной области (ЛЧО).

2. АРХИТЕКТУРЫ ПЕРЕДАЮЩЕГО ТРАКТА С ЦИФРОВОЙ КОРРЕКЦИЕЙ

Для идентификации параметров цифрового корректора была выбрана прямая архитектура обучения «закрытого» типа (рис. 1), в основе которой лежит минимизация среднеквадратической ошибки между входом корректора и выходом УМ. При этом модель цифрового корректора представляет собой сумму входного сигнала и нелинейной функции от него ($\Delta x = F(x)$), а сигнал на выходе УМ является суммой сигнала на его входе и нелинейной добавки к нему, которую непосредственно можно измерить. Преимущество представленной архитектуры в том, что она не требует первоначального синтеза модели самого усилителя мощности.

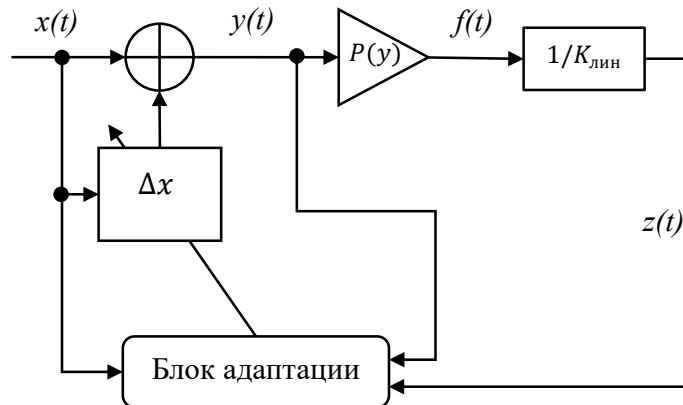


Рис. 1. Блок-схема передающего тракта с цифровой коррекцией для ЛВО

Для применения алгоритмов линейризации аналогового тракта в частотной области, когда идентификация параметров корректора и процедура цифровой коррекции реализуются на уровне поднесущих, в архитектуру необходимо добавить дополнительные функции прямого преобразования Фурье (БПФ) в блоке адаптации. Все остальные блоки БПФ сохраняются соответственно схеме формирования OFDM символов, однако положение цифрового корректора изменяется согласно рис. 2.

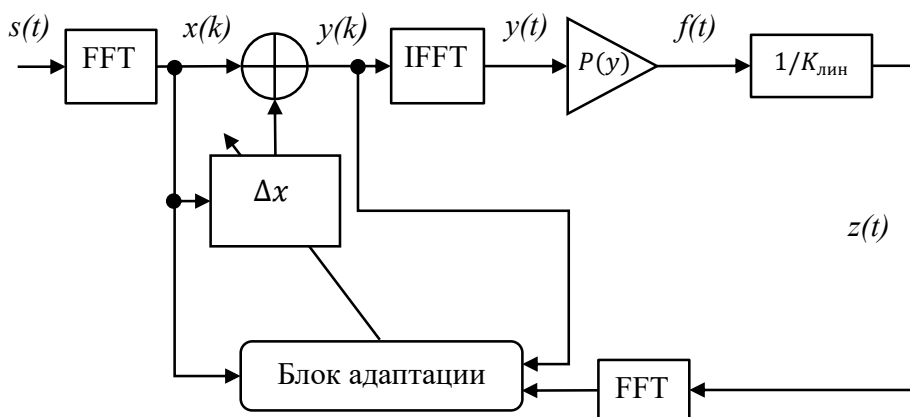


Рис. 2. Блок-схема передающего тракта с цифровой коррекцией для ЛЧО

Полученная архитектура позволяет оперировать не временными отсчётами сигнала $x(t)$ в процессе идентификации и линеаризации, а частотной выборкой – $x(k)$.

3. АЛГОРИТМЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ КОЭФФИЦИЕНТОВ КОРРЕКТОРОВ

В качестве модели корректора в работе использовалась одна из наиболее простых модификаций модели Вольтерры, а именно полиномиальная модель с памятью, математическое представление которой имеет вид:

$$y(t) = x(t) + \Delta x(t) = x(t) + \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M h_{p,m} x(t-m) |x(t-m)|^{p-1}, \quad (1)$$

где $h_{p,m}$ – коэффициенты временного корректора, а P и M - степень нелинейности и глубина памяти соответственно.

Тогда для корректора в частотной области передаточную характеристику можно представить в виде:

$$y(k) = x(k) + \Delta x(k) = x(k) + \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M \gamma_{p,m} e^{-\frac{j2\pi mk}{K_{IFFT}}} g_{p,0}(k), \quad (2)$$

где $\gamma_{p,m}$ – коэффициенты частотного корректора, P и M , аналогично временной области, - степень нелинейности и глубина памяти полиномиальной модели корректора. Временные задержки рассматриваются как фазовые повороты на уровне поднесущей в виде $e^{-j\pi mk/K_{IFFT}}$, где K_{IFFT} – размерность обратного преобразования Фурье.

Для удобства дальнейшего изложения представим выражения (1) и (2) в матричном виде. Пусть имеем вектор-столбец корректирующих коэффициентов $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2 \dots \mathbf{h}_m]^T$, где $\mathbf{h}_m = [h_{1,m} h_{2,m} \dots h_{p,m}]^T$, аналогично $\mathbf{Y} = [\gamma_1 \gamma_2 \dots \gamma_m]^T$. Входные данные сформируем в формате базисных функций:

$$\Phi = [\phi(0) \phi(1) \dots \phi(N-1)]^T,$$

где $\phi(t) = [\phi_1(m) \phi_3(m) \dots \phi_p(m)]$, $m = 0, \dots, M$, а $\phi_i(m)$ строки из произведений вида:

$$\phi_i(m) = [x(t) \cdot x(t)^{i-1} x(t-1) \cdot x(t-1)^{i-1} \dots x(t-M) \cdot x(t-M)^{i-1}].$$

В случае частотной области базисные функции сигнала рассчитываются в соответствие с выражениями:

$$\begin{aligned} g_{1,0} &= x(k), \\ g_{2,0} &= x(k) \star x^*(-k), \\ g_{p,0} &= g_{p-2,0}(k) \star g_{2,0}(k), \end{aligned} \quad (3)$$

где \star – оператор линейной свертки, $*$ – комплексное сопряжение. Для того, чтобы сократить вычислительную сложность при нахождении базисных функций в частотной области, можно воспользоваться методом быстрой свертки, перейдя во временную область [4]. Использование сигнала в частотной области также дает возможность на различных поднесущих частотах формировать подходящую степень базисных функций, задаваемую, например, определенной частотной маской. Базисные функции для

корректора в частотной области формируются идентично временным по индексам P и M .

Таким образом, нелинейная составляющая предсказанного сигнала соответственно для случаев корректора во временной и частотной области будет иметь вид:

$$\Delta x_t = \Phi \cdot H, \quad (4)$$

$$\Delta x_k = G \cdot Y. \quad (5)$$

Находить коэффициенты корректора будем с применением метода градиентного спуска. Правило обучения параметров получим, минимизируя среднеквадратическую ошибку между входным и выходным сигналами системы (рис. 2). Пусть сигнал после корректора имеет вид:

$$y(k) = x(k) + \Delta x(k).$$

Аналогично ослабленный сигнал с выхода усилителя будем представлять в виде:

$$z(k) = y(k) + \Delta y(k),$$

следовательно

$$z(k) = x(k) + \Delta x(k) + \Delta y(k).$$

Очевидно, что для компенсации искажений необходимо, чтобы сигнал ошибки был минимален, т. е.:

$$e = z - x = \Delta x + \Delta y \rightarrow \min,$$

где $\Delta y = z - y$, а Δx определяется из выражения (5).

В качестве целевой функции будем рассматривать функцию, определяемую сигналом ошибки:

$$J = E[e \cdot e^*],$$

где $E[\dots]$ - знак усреднения. Таким образом, проведем расчет параметров корректора, исходя из следующего выражения:

$$\frac{\partial J}{\partial Y^*} = 0.$$

Найдя необходимые производные и приравняв их к нулю, удастся получить следующее правило обновления коэффициентов цифрового корректора:

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial Y^*} &= \frac{\partial J}{\partial e^*} \frac{\partial e^*}{\partial Y^*} = E[e G^H] = E[(\Delta x + \Delta y) G^H] = E[(Y \cdot G + \Delta y) G^H] \\ &= E[Y \cdot G G^H] + E[\Delta y G^H] \equiv 0, \\ Y &= -\text{pinv}(R_{xx}) \cdot R_{xy}, \end{aligned} \quad (6)$$

где $R_{xx} = E[G G^H]$, $R_{xy} = E[\Delta y G^H]$. Здесь может быть несколько итераций расчёта коэффициентов.

Очевидно, что для ЛВО и ЛЧО алгоритмы идентификации параметров корректора получаются идентичными с той лишь разницей, что в первом случае в алгоритме (6) используются временные отсчёты, а во втором случае участвуют значения сигнала на k -ой поднесущей частоте. Полученный метод обновления коэффициентов минимизирует

квадрат ошибки, усредненной на определенной длине выборки (алгоритм LS). Такой подход является вычислительно сложным и не является адаптивным [5], поэтому в качестве ещё одного алгоритма идентификации параметров корректора для ЛЧО будем рассматривать блочный алгоритм наименьших квадратов (Block LMS) [6], согласно которому правило обновления коэффициентов корректора будет определяться следующим выражением.:

$$\gamma(i+1) = \gamma(i) - \mu \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{G} e^*(i), \quad (7)$$

где μ – шаг сходимости алгоритма.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ СРАВНИТЕЛЬНОГО АНАЛИЗА НА ОСНОВЕ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Моделирование работы радиотракта и цифрового корректора проводилось на основе компьютерного эксперимента в среде программирования Matlab. Тестовым сигналом был выбран OFDM сигнал с полосой 200 МГц. В качестве модели усилителя использовалась модель Винера-Гаммерштейна, состоящая из трех блоков, следующих друг за другом: входного фильтра, безынерционного нелинейного элемента и выходного фильтра. Для количественной оценки эффективности работы представленных алгоритмов использовались относительный уровень внеполосного излучения – АСРР и среднеквадратическая ошибка EVM. Дополнительно было рассмотрено влияние частоты дискретизации системы цифровой коррекции на эффективность линейаризации передающего тракта.

Для начала проводилось сравнение описанных методов при частоте дискретизации системы равной 1 ГГц. Результаты работы алгоритмов цифровой коррекции для данного случая приведены в таблице 1 и на рисунке 3а. Из полученных данных видно, что перевод адаптивного цифрового корректора в частотную область и идентификация его параметров на уровне поднесущей при помощи рассмотренных в данной работе алгоритмов позволяет добиться схожего уровня линейаризации сигнала в основной полосе по сравнению с временным корректором, что видно по значениям EVM. Также схожие результаты корректор в частотной области показал при подавлении внеполосного излучения в боковых дополнительных каналах, различия составляют 1-2 дБ. Однако в соседних каналах временной корректор оказался эффективнее примерно на 20 дБ, что видно по значениям АСРР.

Таблица 1. Результаты моделирования

Анализируемые параметры	АСРР, дБ				EVM, %
	Лев. доп. канал	Лев. сосед. канал	Прав. сосед. канал	Прав. доп. канал	
Метод линейаризации					
Без коррекции	-54.6	-30.0	-29.1	-54.0	22.10
Линейаризация во временной обл.	-77.4	-72.2	-73.4	-78.0	0.02
Линейаризация в частотной обл. (LS)	-76.0	-51.1	-51.5	-76.2	0.02
Линейаризация в частотной обл. (LMS)	-76.1	-51.1	-51.5	-76.0	0.05

Затем проводилась оценка эффективности алгоритмов при вдвое меньшей частоте дискретизации (500 МГц). Результаты моделирования для этого случая приведены в таблице 2 и на рисунке 3б.

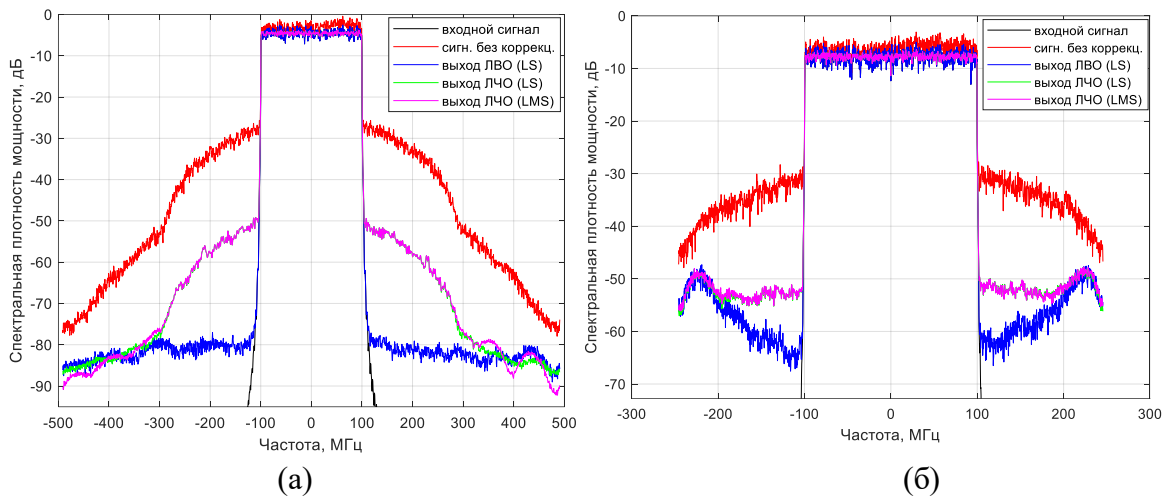


Рис. 3. Спектральная плотность мощности сигналов на выходе усилителя мощности
 а) для частоты дискретизации системы 1 ГГц
 б) для частоты дискретизации системы 500 МГц

Видно, что в основной полосе все подходы к линейаризации также показали идентичные результаты. Можно заметить, что в данном случае подавление внеполосного излучения в соседнем канале имеет не такой большой разброс между временным и частотным корректором: уровень АСРР отличается примерно на 3 дБ.

Таблица 2. Результаты моделирования

Анализируемые параметры	АСРР, дБ		EVM, %
	Лев. сосед. канал	Прав. сосед. канал	
Метод линейаризации			
Без коррекции	-29.0	-27.7	22.18
Линейаризация во временной обл.	-46.9	-46.3	0.15
Линейаризация в частотной обл. (LS)	-44.3	-43.7	0.15
Линейаризация в частотной обл. (LMS)	-44.2	-43.3	0.16

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрена задача линейаризации аналогового радиотракта с помощью метода цифровых предсказаний: представлена архитектура передающего тракта с цифровой коррекцией в частотной области, выведены соотношения для идентификации параметров модели корректора на основе прямой системы обучения. Проведены моделирование и сравнительный анализ алгоритмов линейаризации во временной и частотной области при различной частоте дискретизации системы. Результаты проведенных исследований показали, что эффективность коррекции в частотной области относительно традиционных методов во временной области в большей степени зависит от частоты дискретизации системы. При этом все рассмотренные алгоритмы показали схожие результаты коррекции сигнала в пределах основной полосы, что открывает новые возможности в адаптивной линейаризации систем с ортогональным частотным мультиплексированием и систем на основе антенных решеток.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Для выполнения численных расчетов в работе использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ».

ЛИТЕРАТУРА

1. Guan L., Zhu. A. Green Communications: Digital Predistortion for Wideband RF Power Amplifiers // *IEEE Microwave Magazine*, 2014, Vol. 15, No. 7, – pp. 84-89.
2. Brihuega A. Piecewise Digital Predistortion for mmWave Active Antenna Arrays: Algorithms and Measurements / A. Brihuega et al // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2020, Vol. 68, No. 9, – pp. 4000-4017.
3. Yu C., Guan L., Zhu E., Zhu A. Band-Limited Volterra Series-Based Digital Predistortion for Wideband RF Power Amplifiers // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2012, Vol. 60, No. 12, – pp. 4198-4208.
4. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. // М., 2006, – 656 с.
5. Аверина Л. И., Бугров О. В. Адаптивная цифровая линеаризация передающего тракта МИМО-систем // *Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика. Воронеж, 2021, №2. – С.5-16.*
6. Haykin S. Adaptive Filter Theory, Fifth Edition // Pearson Education Limited, 2014, – pp. 358-368.

REFERENCES

1. Guan L., Zhu. A. Green Communications: Digital Predistortion for Wideband RF Power Amplifiers // *IEEE Microwave Magazine*, 2014, Vol. 15, No. 7, – pp. 84-89.
2. Brihuega A. Piecewise Digital Predistortion for mmWave Active Antenna Arrays: Algorithms and Measurements / A. Brihuega et al // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2020, Vol. 68, No. 9, – pp. 4000-4017.
3. Yu C., Guan L., Zhu E., Zhu A. Band-Limited Volterra Series-Based Digital Predistortion for Wideband RF Power Amplifiers // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2012, Vol. 60, No. 12, – pp. 4198-4208.
4. Lyons R. Digital Signal Processing: Second Edition. Per. from English // М., 2006, - P. 656.
5. Averina L. I., Bugrov O. V. Adaptive digital linearization of the transmitting path of MIMO-systems // *Vestnik of Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics. Voronezh, 2021, No.2. - pp. 5-16.*
6. Haykin S. Adaptive Filter Theory, Fifth Edition // Pearson Education Limited, 2014, - pp. 358-368.

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

Л. И. Аверина¹, Н. Е. Гутерман¹, М. С. Киреев¹

¹Воронежский Государственный Университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Представлена реализация адаптивного аналогового диаграммообразования для приёмных антенных решёток, работающих в миллиметровом диапазоне длин волн. В основе рассматриваемого подхода лежит аппроксимация байесовского решения, позволяющего сформировать апостериорное распределение угла прихода луча (AoA). Проведен сравнительный анализ данного алгоритма и классических подходов к диаграммообразованию фазированных антенных решеток.

Ключевые слова: диаграмма направленности, фазированные антенные решетки, глубокое обучение, AoA.

ADAPTIVE BEAM FORMATION BASED ON DEEP LEARNING IN THE MILLIMETER WAVELENGTH RANGE

L. I. Averina¹, N. E. Guterman¹, M. S. Kireev¹

¹Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The implementation of adaptive analog diagram formation for receiving antenna arrays operating in the millimeter wavelength range is proposed. The approach under consideration is based on the approximation of the Bayesian solution, which makes it possible to form a posteriori distribution of the angle of arrival of the beam (AoA). A comparative analysis of this algorithm and classical approaches to the diagram formation of phased antenna arrays is carried out.

Keywords: radiation pattern, phased antenna arrays, deep learning, AoA.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время стремительно растет сложность задач, решаемых радиосистемами. Эти задачи связаны с возникновением новых методов модуляции и кодирования, ускоренным развитием телекоммуникационных систем, увеличением скорости информационных потоков, возрастанием сложности помеховой обстановки и её разнообразия. Условия априорной неопределённости и наличие случайных искажений сильно затрудняют решение проблемы наилучшего распознавания передаваемых сигналов и минимизации ошибок.

Для преодоления этих трудностей актуальной становится необходимость применения нейросетевых методов обработки сигналов [2], внедрение которых в широкую практику стало возможным благодаря увеличению быстродействия электронной вычислительной аппаратуры и значительному росту вычислительных ресурсов (объём доступной памяти, процессорное время и т. п.).

Одной из наиболее востребованных областей применения нейронных сетей является обработка сигналов в режиме реального времени, а именно адаптивное отслеживание луча в канале миллиметрового диапазона (mmWave) [6], [7], [8]. Такая схема позволила бы гибко регулировать угловой диапазон отслеживания луча, основываясь на анализе скоростей и характере движения пользователя. Для повышения эффективности данного процесса, перспективным также является использование

глубокого обучения для извлечения нелинейных характеристик движения пользователя [8].

В данной работе описывается алгоритм оценки AoA на основании его апостериорного распределения с применением глубокого обучения и проводится сравнительный анализ данного алгоритма с классическими алгоритмами адаптивного диаграммообразования.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассматривается задача начального выравнивания луча в системе связи миллиметрового диапазона. Пусть базовая станция имеет M -элементную линейную антенную решётку и обслуживает пользовательские устройства с одной антенной. Формирование диаграммы направленности осуществляется за счёт настройки аналоговых фазовращателей. Для установления связи между базовой станцией и пользователем используется процедура выравнивания по пилот-сигналам, передаваемым по восходящей линии связи в течение τ временных интервалов [1], [10]. Мощность пилот-сигнала x_t удовлетворяет ограничению $|x_t|^2 \leq P$. Пилот-сигнал x_t , переданный во временном интервале t , умножается на вектор весовых коэффициентов \mathbf{w}_t . Принятый сигнал y_t может быть выражен, как:

$$y_t = \mathbf{w}_t^H \mathbf{h} x_t + \mathbf{w}_t^H \mathbf{z}_t, \forall t \in \{1, \dots, \tau\}, \quad (1)$$

где $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^N$ - вектор импульсной характеристики канала между станцией и пользователем, $\mathbf{z}_t \sim \text{CN}(0, I)$ - аддитивный белый гауссовский шум.

Предполагается, что канал связи между станцией и пользователем может быть смоделирован, как:

$$\mathbf{h} = \alpha \mathbf{a}(\varphi), \quad (2)$$

где $\alpha \sim \text{CN}(0, 1)$ - комплексный коэффициент затухания, φ - угол прихода (AoA), $\mathbf{a}(\varphi)$ - вектор отклика решетки:

$$\mathbf{a}(\varphi) = \left[1, e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \varphi}, \dots, e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (M-1) d \sin \varphi} \right]^T. \quad (3)$$

Векторы весовых коэффициентов являются нормированными на единицу $\|\mathbf{w}_t\|_2^2 = 1, \forall t$.

Процедура начального выравнивания сводится к оценке угла прихода на основании принятых сигналов y_t в целях последовательного формирования наилучших векторов весовых коэффициентов \mathbf{w}_t в каждом временном интервале. Тогда процедуру выравнивания луча можно представить, как преобразование:

$$\mathbf{w}_{t+1} = \tilde{\mathcal{G}}_t(y_{1:t}, \mathbf{w}_{1:t}), \quad \forall t \in \{0, \dots, \tau - 1\}, \quad (4)$$

где $\tilde{\mathcal{G}}_t: \mathbb{C}^t \times \mathbb{C}^{tM} \rightarrow \mathbb{C}^M$ - адаптивная стратегия формирования луча.

Существуют различные методы формирования луча. Для адаптивного диаграммообразования предлагаются такие методы, как «ортогональный согласованный поиск» (OMP) [11], а также иерархические алгоритмы Hier-BS [4] и Hier-PM [3] [5] [9] на основе кодовых книг. Ограниченность применения данных методов обусловлена их

высокой вычислительной сложностью (OMP) и чувствительностью к условию ограничения по модулю вектора весовых коэффициентов \mathbf{w}_t (Hie-BS, Hie-PM).

Апостериорное распределение значений AoA является достаточной статистикой в задаче оценки. Поэтому целесообразно рассмотреть применение алгоритма оценивания угла прихода на основе анализа апостериорного распределения в качестве стратегии адаптивного диаграммообразования.

3. АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛА ПРИХОДА

В данном алгоритме вектор весовых коэффициентов для формирования диаграммы направленности для момента времени $t + 1$ формируется на основе апостериорного распределения угла прихода (AoA) в момент времени t . Математически данный алгоритм выражается следующей формулой:

$$\mathbf{w}_{t+1} = \mathcal{G}_t(\pi_t^{(\varphi)}), \quad (5)$$

где \mathbf{w}_{t+1} – вектор весовых коэффициентов для следующего измерения, $\pi_t^{(\varphi)}$ – апостериорное распределение AoA на временном интервале t , $\mathcal{G}_t(\cdot)$ – функция, определяющая правило формирования луча для временного интервала $t + 1$, основываясь на апостериорном распределении AoA для интервала времени t .

Оценка AoA $\hat{\varphi}$ определяется как функция векторов весовых коэффициентов и принимаемых сигналов в течение τ временных интервалов в виде $\hat{\varphi} = \tilde{\mathcal{F}}(y_{1:\tau}, \mathbf{w}_{1:\tau})$ где $\tilde{\mathcal{F}}: \mathbb{C}^\tau \times \mathbb{C}^{\tau M} \rightarrow \mathbb{R}$ – функция оценки AoA.

Итоговую оценку на основе окончательного распределения AoA можно получить следующим образом:

$$\hat{\varphi} = \tilde{\mathcal{F}}(\pi_\tau^{(\varphi)}). \quad (6)$$

Для задания начального распределения $\pi_0^{(\varphi)}$ предполагаем, что априорное распределение AoA является равномерным на сетке из N точек:

$$\varphi \in \{\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_N\}, \quad (7)$$

$$\text{где } \varphi_i = \varphi_{\min} + \frac{i-1}{N-1}(\varphi_{\max} - \varphi_{\min}).$$

В этом случае апостериорное распределение AoA $\pi_i^{(t)}$ может быть представлено N -мерным вектором, т.е. $\boldsymbol{\pi}_t \in \mathbb{R}^N$, где i -й элемент определяется как:

$$\pi_i^{(t)} = \mathbb{P}(\varphi = \varphi_i | y_{1:t}, \mathbf{w}_{1:t}).$$

Таким образом, задача базовой станции будет заключаться в том, чтобы объявить одно из значений в наборе сетки как оценку AoA $\hat{\varphi}$. Качество установленной связи может быть определено с точки зрения точности окончательной оценки φ . Один из способов реализации данной стратегии диаграммообразования – сформулировать ее как задачу обнаружения (классификации) следующим образом:

$$\min_{\{\mathcal{G}_t(\cdot)\}_{t=1}^{\tau-1}} \mathbb{P}(\hat{\varphi} \neq \varphi),$$

$$\mathbf{w}_{t+1} = \mathcal{G}_t(\boldsymbol{\pi}_t), \quad \forall t \in \{1, \dots, \tau\},$$

$$\hat{\varphi} = F(\boldsymbol{\pi}_\tau),$$

в котором как φ , так и $\hat{\varphi}$ принадлежат предварительно заданному набору на сетке.

Формирование апостериорного распределения на основе правила Байеса для оценки AoA осуществляется по формуле [4]:

$$\pi_\tau(\varphi) = \frac{\pi_{\tau-1}(\varphi) e^{-|y_t - \sqrt{P} \mathbf{w}_k^H a(\varphi)|^2}}{\int_{\varphi_{min}}^{\varphi_{max}} \pi_{\tau-1}(\tilde{\varphi}) e^{-|y_t - \sqrt{P} \mathbf{w}_k^H a(\tilde{\varphi})|^2} d\tilde{\varphi}}. \quad (8)$$

Тогда оценка AoA $\hat{\varphi}$, при которой среднеквадратическое отклонение (MSE) будет минимальным, определяется условным математическим ожиданием φ при заданном \mathcal{Y}_τ :

$$\hat{\varphi}(\mathbf{w}_\tau, y_\tau) = \mathbb{E}[\varphi | y_\tau] = \frac{\int_{\varphi_{min}}^{\varphi_{max}} \varphi \pi_{\tau-1}(\varphi) e^{-|y_t - \sqrt{P} \mathbf{w}_k^H a(\varphi)|^2} d\varphi}{\int_{\varphi_{min}}^{\varphi_{max}} \pi_{\tau-1}(\tilde{\varphi}) e^{-|y_t - \sqrt{P} \mathbf{w}_k^H a(\tilde{\varphi})|^2} d\tilde{\varphi}}. \quad (9)$$

Предполагая, что истинное значение AoA равно φ_0 , квадратичная ошибка (SE) оценки AoA может быть вычислена как:

$$SE(\mathbf{w}_\tau, y_\tau, \varphi_0) = (\hat{\varphi}(\mathbf{w}_\tau, y_\tau) - \varphi_0)^2. \quad (10)$$

Целевая функция задачи выравнивания луча, определяемая как $g(\mathbf{w}_\tau)$, может быть вычислена как среднее значение SE для совместного распределения \mathcal{Y}_τ и φ_0 в виде:

$$g(\mathbf{w}_\tau) = \int_{\varphi_{min}}^{\varphi_{max}} \int_{-\infty}^{+\infty} SE(\mathbf{w}_\tau, y_\tau, \varphi_0) \frac{1}{\pi} e^{-|y_t - \sqrt{P} \mathbf{w}_k^H a(\varphi_0)|^2} \times \pi_{\tau-1}(\varphi_0) dy_\tau d\varphi_0. \quad (11)$$

Таким образом, оптимизационная задача для формирования весового вектора \mathbf{w}_τ выглядит следующим образом:

$$\min_{\mathbf{w}_\tau} g(\mathbf{w}_\tau),$$

где $\|\mathbf{w}_\tau\|_2^2 = 1$.

Исходя из приведенных выше уравнений, можно сделать вывод, что целевая функция задачи (9) является сложной функцией весового вектора \mathbf{w}_τ . Соответственно, задача формирования \mathbf{w}_τ для выравнивания луча даже для одного временного интервала является довольно сложной и, соответственно, нереализуемой на практике. Поэтому непосредственное применение правила Байеса для оценки AoA в данной задаче является невозможным. В качестве решения данной проблемы предлагается применить метод глубокого обучения, которой может решить данную задачу за счёт аппроксимации

отображения из пространства возможных распределений в пространство весовых коэффициентов [10].

4. СТРУКТУРА И ПАРАМЕТРЫ НЕЙРОСЕТИ, АЛГОРИТМ ОБУЧЕНИЯ.

Для реализации алгоритма формирования диаграммы направленности на основе оценки апостериорного распределения AoA предлагается использовать полносвязную нейронную сеть с архитектурой, представленной в таблице 1.

Таблица 1. Архитектура нейронной сети

Тип слоя	Число нейронов в слое
Input	128
Linear +BatchNorm1d+ Tanh	512
Linear +BatchNorm1d+ Tanh	512
Normalization	128

В качестве подхода к обучению нейросети предлагается применить обучение с учителем. Обучающая выборка представлена набором пар {апостериорное распределение угла прихода, истинное значение угла прихода} в размере 100000. В качестве функции потерь предлагается выбрать функцию отрицательного логарифмического правдоподобия.

Рассмотрим идеализированный сценарий формирования диаграммы направленности, в котором коэффициент затухания канала α точно известен на приёмной стороне. В этом случае апостериорное распределение AoA выражается формулой:

$$\pi_i^{(t+1)} = \frac{\pi_i^{(t)} f(y_{t+1} | \varphi = \varphi_i, \mathbf{w}_{t+1} = \tilde{\mathcal{G}}_t(\pi_t))}{\sum_{j=1}^N \pi_j^{(t)} f(y_{t+1} | \varphi = \varphi_j, \mathbf{w}_{t+1} = \tilde{\mathcal{G}}_t(\pi_t))} \quad (12)$$

где

$$f(y_{t+1} | \varphi = \varphi_i, \mathbf{w}_{t+1} = \tilde{\mathcal{G}}_t(\pi_t)) = \frac{1}{\pi} e^{-|y_t - \sqrt{P} \alpha \mathbf{w}_k^H a(\varphi)|^2} \quad (13)$$

условное распределение значений принятого пилот-сигнала, зависящее от AoA и вектора весовых коэффициентов во временном интервале $t + 1$. После окончания передачи пилот-сигналов в качестве окончательной оценки AoA $\hat{\varphi}$ выбирается угол с максимальной апостериорной вероятностью:

$$\hat{\varphi} = \varphi_m,$$

$$\text{где } m = \arg \max_i \pi_i^{(\tau)}.$$

Для формирования оптимального вектора весовых коэффициентов апостериорное распределение вместе с другими системными параметрами (мощностью сигнала P и номеров временного интервала t) подаётся на вход полносвязной нейронной сети:

$$\mathbf{v}_t = [\boldsymbol{\pi}_t^T, P, t].$$

Выходные данные нейросети представляют собой вектор весовых коэффициентов:

$$\tilde{\mathbf{w}}_{t+1} = \sigma_L(\mathbf{A}_L \sigma_{L-1}(\dots \sigma_1(\mathbf{A}_1 \mathbf{v}_t + \mathbf{b}_1) \dots) + \mathbf{b}_L), \quad (14)$$

где $\{\mathbf{A}_l, \mathbf{b}_l\}_{l=1}^L$ – набор настраиваемых весов и смещений нейросети, σ_l – активационная функция l – го слоя, $\tilde{\mathbf{w}}_{t+1}$ – целочисленный вектор весовых коэффициентов.

Для того, чтобы $\tilde{\mathbf{w}}_{t+1}$ удовлетворял ограничению по модулю, в качестве функции активации последнего слоя нейросети выберем:

$$\sigma_L(\mathbf{u}) = \frac{\mathbf{u}}{\|\mathbf{u}\|_2}, \forall \mathbf{u} \in \mathbb{R}^{2M}. \quad (15)$$

Схематично алгоритм предлагаемой стратегии обнаружения угла прихода луча представлен на рис.1.

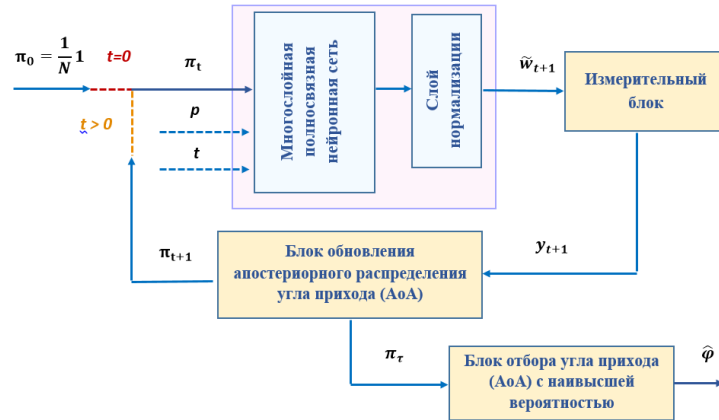


Рис. 1. Структурная схема предлагаемой стратегии адаптивного формирования луча для обнаружения AoA в сети на начальном этапе доступа к системе связи mmWave.

5. РЕЗУЛЬТАТЫ КОМПЬЮТЕРНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА.

В ходе работы с помощью компьютерного моделирования было проведено исследование эффективности работы нейросетевого алгоритма по сравнению с другими алгоритмами при значениях отношения сигнал/шум (ОСШ) в интервале от -10 до 25 дБ. В работе использовалась модель нейросети, построенная с применением пакета программ глубокого обучения Tensorflow.

Для проведения сравнительного анализа были построены зависимости вероятности ошибок от отношения сигнал-шум (ОСШ) для различных стратегий формирования луча. При этом для стратегии с применением нейросети были построены зависимости для различного числа эпох (1000, 2500, 5000 и 10000).

Графики зависимостей вероятности ошибок от ОСШ, изображены на рис.2.

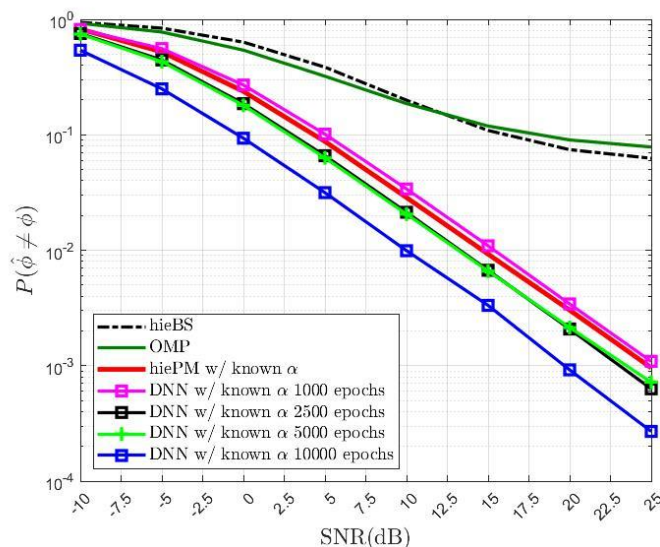


Рис. 2. Зависимость вероятности ошибок от ОСШ для различных стратегий оценки AoA.

Из графиков видно, что использование нейросети обеспечивает большую помехоустойчивость по сравнению с классическими методами при выборе достаточного количества эпох (от 2500).

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проблема установления начального доступа в системах связи в режиме реального времени на данный момент становится всё более актуальной. Поэтому исследования в области новых алгоритмов и подходов, позволяющих формировать диаграмму направленности оптимальным с точки зрения времени и вычислений способом, приобретают особое значение. Один из подходов к решению данной задачи является использование глубокого обучения. Рассмотренный в работе подход позволяет реализовать алгоритм адаптивного формирования диаграммы направленности и гарантирует высокую помехоустойчивость по сравнению с адаптивными алгоритмами, при соответствующем выборе числа эпох.

7. БЛАГОДАРНОСТИ

Для выполнения численных расчетов в работе использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ».

ЛИТЕРАТУРА

1. Фокин Г. Модели управления лучом в сетях 5G NR / Г. Фокин // Первая миля. Беспроводная связь. – 2022. – №1 – С. 42-49.
2. Вэнь Тонг, Пейин Джу. Сети 6G. Путь от 5G к 6G глазами разработчиков. От подключенных людей и вещей к подключенному интеллекту / Вэнь Тонг, Пейин Джу; пер. с англ. В. С. Яценкова; под ред. Вэнь Тонг, Пейин Джу. – М.: ДМК Пресс, 2022. – 624 с.
3. Akdim N. Variational hierarchical posterior matching for mmWave wireless channels online learning. / Akdim N., Manch'on C. N, Benjillali M, Duhamel P. // IEEE 21st International Workshop Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), Atlanta, GA, USA, May 2020, pp. 1–5.
4. Alkhateeb A. Channel estimation and hybrid precoding for millimeter wave cellular systems / Alkhateeb A., Ayach O. El, Leus G., Robert W. Heath Jr // IEEE J. Sel. Topics Signal Process., Oct. 2014, vol. 8, no. 5, pp. 831–846.
5. Chiu S., Ronquillo N., Javidi T. Active learning and CSI acquisition for mmWave initial alignment / Chiu S., Ronquillo N., Javidi T. // IEEE J. Sel. Areas Commun., Nov. 2019, vol. 37, no. 11, pp. 2474–2489.
6. Kaya A. O., Viswanathan H. Deep Learning-based Predictive Beam Management for 5G mmWave Systems / Kaya A. O., Viswanathan H. // IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC) . – 2021. www.ieee.org. 20.02.2024.
7. Lim S. H., Kim S., Shim B. Deep Learning-based Beam Tracking for Deep Learning-based Beam Tracking for Mobility / Lim S. H., Kim S., Shim B. // ArXiv:2102.09785v2 [eess.SP], Dec 2022. <https://arxiv.org/pdf/2102.09785.pdf>. 20.02.2024.
8. Ma K., Zou H., Sun C. Deep Learning Assisted Adaptive mmWave Beam Tracking: A Sum-Probability Oriented Methodology/ Ma K., Zou H., Sun C. // IEEE Global Communications Conference: Selected Areas in Communications: Machine Learning for Communications. – 2022. www.ieee.org. 20.02.2024.

9. Ronquillo N., Chiu S.-En, Javidi T. Sequential Learning of CSI for MmWave Initial Alignment / Ronquillo N., Chiu S.-En, Javidi T. // Department of Electrical and Computer Engineering University of California, San Diego. – arXiv:1912.12738v1 [eess.SP] Dec 2019. <https://arxiv.org/pdf/1912.12738.pdf> 20.02.2024.
10. Sohrabi F., Chen Z., Yu W. Deep Active Learning Approach to Adaptive Beamforming for mmWave Initial Alignment / Sohrabi F., Chen Z., Yu W.// ArXiv:2012.13607v2 [cs.IT] May 2021. <https://arxiv.org/pdf/2012.13607.pdf> 20.02.2024.
11. Tropp J. A., Gilbert A. C. Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit. / Tropp J. A., Gilbert A. C.// IEEE Trans. Inf. Theory, Dec. 2007, vol. 53, no. 12, pp. 4655–4666.

REFERENCES

1. Fokin G. Beam management models in 5G NR networks. / Fokin G. // LAST MILE. Wireless communication. – 2022. – №1 – P. 42-49.
2. Wen Tong, Peiyang Zhu. 6g: The Next Horizon. From Connected People and Things to Connected Intelligence / W. Tong., P. Zhu – M.: DMK Press, 2022. – 624 P.
3. Akdim N. Variational hierarchical posterior matching for mmWave wireless channels online learning. / Akdim N., Manch'on C. N, Benjillali M, Duhamel P. // IEEE 21st International Workshop Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), Atlanta, GA, USA, May 2020, pp. 1–5.
4. Alkhateeb A. Channel estimation and hybrid precoding for millimeter wave cellular systems / Alkhateeb A., Ayach O. El, Leus G., Robert W. Heath Jr // IEEE J. Sel. Topics Signal Process., Oct. 2014, vol. 8, no. 5, pp. 831–846.
5. Chiu S., Ronquillo N., Javidi T. Active learning and CSI acquisition for mmWave initial alignment / Chiu S., Ronquillo N., Javidi T. // IEEE J. Sel. Areas Commun., Nov. 2019, vol. 37, no. 11, pp. 2474–2489.
6. Kaya A. O., Viswanathan H. Deep Learning-based Predictive Beam Management for 5G mmWave Systems / Kaya A. O., Viswanathan H.// IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC) . – 2021. www.ieee.org 20.02.2024.
7. Lim S. H., Kim S., Shim B. Deep Learning-based Beam Tracking for Deep Learning-based Beam Tracking for Mobility / Lim S. H., Kim S., Shim B. // ArXiv:2102.09785v2 [eess.SP], Dec 2022. <https://arxiv.org/pdf/2102.09785.pdf>. 20.02.2024.
8. Ma K., Zou H., Sun C. Deep Learning Assisted Adaptive mmWave Beam Tracking: A Sum-Probability Oriented Methodology/ Ma K., Zou H., Sun C. // IEEE Global Communications Conference: Selected Areas in Communications: Machine Learning for Communications. – 2022. www.ieee.org. 20.02.2024.
9. Ronquillo N., Chiu S.-En, Javidi T. Sequential Learning of CSI for MmWave Initial Alignment / Ronquillo N., Chiu S.-En, Javidi T. // Department of Electrical and Computer Engineering University of California, San Diego. – arXiv:1912.12738v1 [eess.SP] Dec 2019. <https://arxiv.org/pdf/1912.12738.pdf> 20.02.2024.
10. Sohrabi F., Chen Z., Yu W. Deep Active Learning Approach to Adaptive Beamforming for mmWave Initial Alignment / Sohrabi F., Chen Z., Yu W.// ArXiv:2012.13607v2 [cs.IT] May 2021. <https://arxiv.org/pdf/2012.13607.pdf> 20.02.2024.
11. Tropp J. A., Gilbert A. C. Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit. / Tropp J. A., Gilbert A. C.// IEEE Trans. Inf. Theory, Dec. 2007, vol. 53, no. 12, pp. 4655–4666.

АЛГОРИТМ ПОФРАГМЕНТНОЙ АВТОФОКУСИРОВКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

И. А. Кузьмин

Национальный исследовательский университет «МИЭТ», Москва, Россия

Аннотация. Большинство существующих алгоритмов автофокусировки радиолокационных изображений не способны обеспечить получение высококачественных изображений в условиях сильной нестабильности траектории движения носителя без использования дополнительной навигационной информации. В данной работе представлен алгоритм автофокусировки радиолокационных изображений, основанный на бесшовном сшивании сфокусированных фрагментов изображения. Для фокусировки фрагментов изображения используется надежный критерий сфокусированности, который зависит от яркости и дисперсии радиолокационного изображения. Смещение и масштаб фрагментов изображения определяются с помощью корреляционного алгоритма. В заключительном разделе описывается применение предложенного алгоритма к реальным радиолокационным данным радара с синтезированной апертурой X-диапазона.

Ключевые слова: радар с синтезированной апертурой, алгоритм автофокусировки, радиолокационное изображение, высокое разрешение.

ALGORITHM FOR SEGMENT-BY-SEGMENT AUTOFOCUSING OF RADAR IMAGES

I. A. Kuzmin

National Research University of Electronic Technology (MIET), Moscow, Russia

Abstract. The majority of existing radar image autofocusing algorithms unable to provide high-quality images obtained under severe carrier vehicle motion trajectory instability without using additional navigational information. This work presented the radar images autofocusing algorithm, based on a seamless stitching of the image focused segments. For image segments focusing robust focus measure is used, which relies on radar image brightness and variance. Image segments shift and scale are determined by the usage of a correlational algorithm. In the final section, the application of the proposed algorithm on the actual radar data from an X-band synthetic aperture radar is described.

Keywords: synthetic aperture radar, high squint, autofocus algorithm, radar image, high resolution.

1. ВВЕДЕНИЕ

Радиолокаторы с синтезированной апертурой (РСА) все чаще используются в различных областях – картография, ледовая разведка, мониторинг чрезвычайных ситуаций, сельское хозяйство, контроль целостности нефтепроводов, линий электропередач и т.д. Наблюдается тенденция к уменьшению массогабаритных характеристик и стоимости РСА для повышения доступности для конечных пользователей. Малые массогабаритные характеристики позволяют использовать в качестве носителя РСА небольшие беспилотные летательные аппараты (БПЛА) [1]. Для малых БПЛА свойственны существенные траекторные нестабильности при движении, что приводит к необходимости использования более сложных комбинированных алгоритмов автофокусировки при формировании радиолокационного изображения

(РЛИ) [2-3]. Сильное влияние оказывают боковой снос носителя и изменение скорости в процессе движения. Пример РЛИ, с изменяющимися в процессе съемки параметрами движения носителя, представлен на рисунке 1.

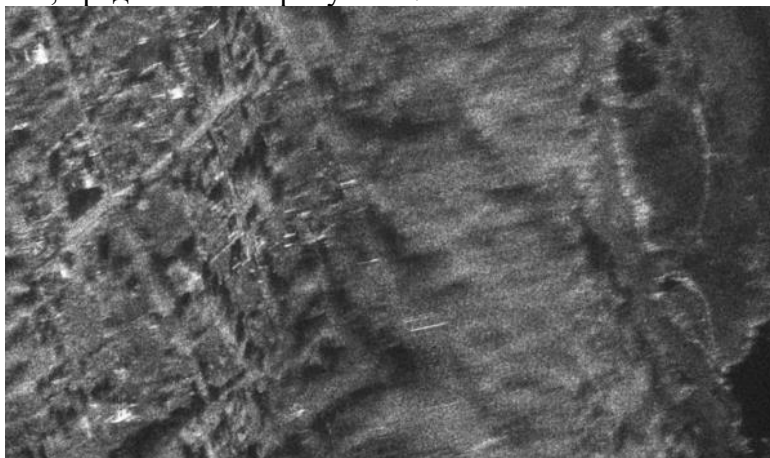


Рис. 1. РЛИ с изменяющимися в процессе съемки параметрами движения носителя

Процедура формирования РЛИ осложняется тем, что на малый БПЛА невозможно разместить высокоточную инерциальную навигационную систему в связи с существенной массой и габаритами. Спутниковые навигационные системы могут быть установлены на БПЛА, однако имеют существенно меньшую точность, не позволяющую формировать РЛИ с высоким разрешением. Большинство существующих алгоритмов автофокусировки [4-5] теряют работоспособность при сильных траекторных нестабильностях, часть алгоритмов [6] работают только при наличии навигационных данных. Таким образом, вопросы разработки алгоритма автофокусировки РЛИ без использования навигационных данных является актуальным.

В работе представлены результаты разработки и исследования алгоритма пофрагментной автофокусировки РЛИ РСА в условиях сильных траекторных нестабильностей без использования данных навигационных систем. Алгоритм включает в себя следующие шаги:

- определение параметров движения носителя при которых достигается лучшее качество фрагмента РЛИ с использованием критериев автофокусировки и определение размера фрагмента РЛИ, для которого параметры движения носителя неизменны;
- синтез фрагментов РЛИ с параметрами движения носителя, определенными для каждого фрагмента;
- определение смещения и разницы в масштабе соседних фрагментов с использованием корреляционного алгоритма;
- бесшовное совмещение фрагментов, получение полного РЛИ.

2. НАДЕЖНЫЙ КРИТЕРИЙ СФОКУСИРОВАННОСТИ

Ряд алгоритмов автофокусировки базируются на использовании критериев сфокусированности. Некоторые из известных критериев сфокусированности основаны на поиске экстремального значения некоторой функции качества изображения. Наиболее широко такие критерии используются для фокусировки изображений при цифровой обработке оптических изображений. Проводились исследования, в которых было выполнено сравнение критериев сфокусированности [7]. Часть критериев обладает высокой чувствительностью к расфокусировке и в то же время высокой чувствительностью к шумам, а некоторые критерии чувствительны к содержанию изображения.

В ряде работ эти же критерии сфокусированности используются для автофокусировки РЛИ, чаще всего используется критерий энтропии [8]. При фокусировке РЛИ также часто используется алгоритм оптимизации контраста [9].

Были рассмотрены ряд критериев, основанных на разных принципах работы [10], для автофокусировки радиолокационных изображений X и L диапазонов с разрешением 30 и 70 см соответственно. По результатам применения критериев к более чем 60 радиолокационным изображениям установлено, что ни один из рассматриваемых критериев не обеспечивает точного определения параметров синтеза независимо от содержания РЛИ и частотного диапазона. В связи с этим, был предложен критерий NCFM, основанный на анализе локальной яркости и дисперсии изображения.

Критерий как алгоритм обработки изображения условно можно разделить на следующие этапы:

1) Выбирается участок РЛИ такого размера, чтобы скорость движения носителя не изменялась в процессе съемки. РЛИ делится на фрагменты размером $W \times W$ пикселей без перекрытия.

2) Для фрагментов определяются максимальные значения яркости изображения $B_{\max i}$.

3) Для каждого фрагмента определяется дисперсия яркости изображениям Var_i ;

4) Для каждого РЛИ рассчитывается значение критерия по формуле (1):

$$NCFM = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N B_{\max i} \cdot Var_i, \quad (1)$$

где $NCFM$ – значение критерия сфокусированности,

N – количество фрагментов изображения размером $W \times W$, $B_{\max i}$ – максимальное значение яркости i -го фрагмента изображения, Var_i – значение дисперсии яркости i -го фрагмента изображения.

Проведено исследование влияния размера фрагмента W на работоспособность разработанного критерия сфокусированности, используя более двадцати различных РЛИ X- и L-диапазонов. По результатам исследования можно сделать следующие выводы:

1) В случае с РЛИ с яркими точечными целями размер окна не оказывает влияния на работоспособность критерия.

2) В случае с РЛИ без ярких точечных целей работоспособность критерия нарушается при малом размере окна.

Таким образом, целесообразно выбирать достаточно большой размер окна W в диапазоне 50-250 пикселей, что улучшает одновременно быстродействие и надежность критерия.

3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАЗМЕРА ФРАГМЕНТА РЛИ С ПОСТОЯННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Слишком большой или слишком маленький размер выбранного фрагмента голограммы может негативно сказаться на работоспособности критерия NCFM. Предлагается следующий алгоритм выбора размера фрагмента РЛИ:

1) Выбирается фрагмент голограммы равный размеру синтезированной апертуры.

2) Выполняется автофокусировка фрагмента с применением критерия NCFM. Сохраняется зависимость нормированного значения критерия от скорости.

3) Фрагмент уменьшается вдвое. Выполняется автофокусировка фрагмента с применением критерия NCFM. Сохраняется зависимость нормированного критерия от скорости.

3) Для каждой полученной зависимости нормированного критерия от скорости определяется ширина $W(i)$ пика критерия по уровню $L(i)$ составляющему 0,9, 0,8, 0,7, 0,6 и 0,5. Для каждого случая рассчитывается значение меры M по формуле (2):

$$M = \sum_{i=1}^N W(i) \cdot L(i)^2, \quad (2)$$

где N от 1 до 6

4) Сравниваются полученные значения M :

– если значение M меньше для большего фрагмента, выполнение алгоритма прекращается;

– если значение M меньше для меньшего фрагмента, повторяются шаги алгоритма 2-4.

Критерий NCFM должен применяться к РЛИ размером в одну полную апертуру, поскольку любой фрагмент голограммы содержит информацию о всей зондируемой поверхности, попадающей в луч диаграммы направленности. Результат определения меры M для зависимостей нормированного критерия NCFM от скорости для фрагментов разного размера представлен на рисунке 2

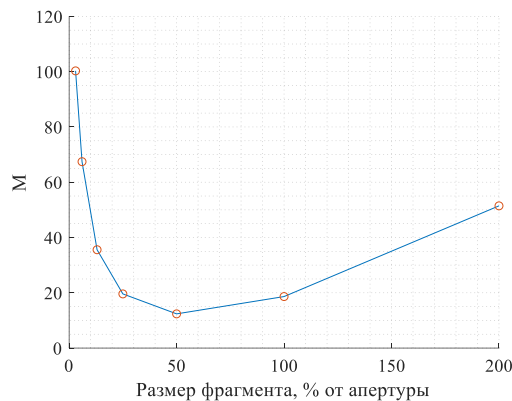


Рис. 2. Результат определения меры M для зависимостей нормированного критерия NCFM от скорости для фрагментов разного размера

В случае, представленном на рисунке 2, алгоритм определения размера фрагмента прекратил работу при сравнении меры M , полученных для фрагментов голограммы размером 50 и 25 процентов от полной апертуры. Предложенный алгоритм определения размера фрагмента применялся к ряду РЛИ X-диапазона. Во всех случаях минимуму меры M соответствовало наиболее сфокусированное изображение.

4. БЕСШОВНОЕ СОВМЕЩЕНИЕ СФОКУСИРОВАННЫХ ФРАГМЕНТОВ

В случае высокой нестабильности траектории полета время когерентности существенно меньше времени синтеза поэтому размер фрагмента, по которому производится синтез, также существенно меньше длины апертуры. Любой фрагмент радиолокационной голограммы содержит информацию о всей зондируемой поверхности попадающей в луч диаграммы направленности, таким образом фрагмент изображения имеет размер полной апертуры.

Изначально предполагалось, что для совмещения двух соседних фрагментов, достаточно знать скорости, полученные при автофокусировке. Таким образом, зная моменты излучения импульсов возможно определить координаты любой полученной точки на РЛИ. Однако за счет вторичных движений (изменения скорости внутри фрагмента, поворота носителя, поперечного смещения) полученная скорость является лишь неким параметром, не соответствующим при этом фактической скорости полета. Это означает, что два изображения могут иметь случайный (в рамках имеющейся

информации) масштаб и относительное смещение. Предлагается определять эти параметры по критерию максимальной корреляции по следующему алгоритму:

1) Выполняется высокочастотная фильтрация первого фрагмента амплитудного РЛИ оператором Собеля по горизонтали и вертикали, результат – изображения I_{1H} и I_{1V} .

2) Выполняется высокочастотная фильтрация второго фрагмента амплитудного РЛИ оператором Собеля по горизонтали и вертикали, результат – изображения I_{2H} и I_{2V} .

3) Из каждого пикселя полученных изображений вычитается среднее арифметическое всего изображения

4) У изображений I_{1H} и I_{1V} необходимо приравнять к нулю 99% наименее ярких пикселей.

5) Минимальный и максимальный масштаб определяются исходя из отношения скоростей фрагментов, полученных при автофокусировке. Минимальный масштаб на 10% меньше чем отношение скоростей, максимальный масштаб на 10 % больше чем отношение скоростей. Полученный диапазон масштабов разбивается на 10 точек.

6) Для каждой точки:

7) Производится масштабирование изображений I_{2H} и I_{2V} , результат изображения I_{2H_R} и I_{2V_R} ;

8) Из каждого пикселя изображений I_{2H_R} и I_{2V_R} вычитается среднее арифметическое всего соответствующего изображения.

9) У изображений I_{2H_R} и I_{2V_R} необходимо приравнять к нулю 99% наименее ярких пикселей.

7) Выполняется двумерная быстрая свертка изображений I_{1H} и I_{2H_R} , I_{1H} и I_{2V_R} . Результат свертки – $CORR_H$ и $CORR_V$.

11) Результат корреляции $CORR$ определяется по формуле (3):

$$CORR = CORR_H^2 + CORR_V^2 \quad (3)$$

12) Находится максимальное значение $CORR$, это значение является коэффициентом корреляции.

13) Выбирается более узкий диапазон масштабов. Минимальный и максимальный масштабы соседние с масштабом, при котором достигнут максимум коэффициента корреляции. Повторяются пункты алгоритма 6-12.

14) Пункты алгоритма 6-13 повторяются до тех пор, пока шаг изменения масштабирования не станет меньше, чем один пиксель изображения.

15) В этом случае, искомым смещением является значение индексов по двум осям, при котором достигается максимум коэффициента корреляции.

Высокочастотная фильтрация, вычитание среднего и использование только самых ярких пикселей фрагментов позволяют наиболее точно определить пик корреляции. Без использования этих процедур, при наличии ярких протяженных целей на РЛИ, возможны случаи появления в массиве $CORR$ значений, превышающих коэффициент корреляции. Представленные процедуры обеспечивают работоспособность алгоритма независимо от содержания РЛИ.

После попарного определения масштаба и смещения фрагменты необходимо совместить с учетом полученной информации о скорости, масштабе и относительном смещении. При совмещении фрагментов необходимо учитывать следующие аспекты:

1) Совмещать необходимо комплексные РЛИ.

2) В случае если при синтезе отдельных фрагментов производилась компенсация доплеровского смещения, вызванного боковым сносом носителя или поворотом диаграммы направленности антенны (например алгоритмом [12]), необходимо учитывать полученные значения смещения при совмещении фрагментов. Сложение фрагментов, полученных с разными смещениями, приводит к появлению полос на изображении (рисунок 3).

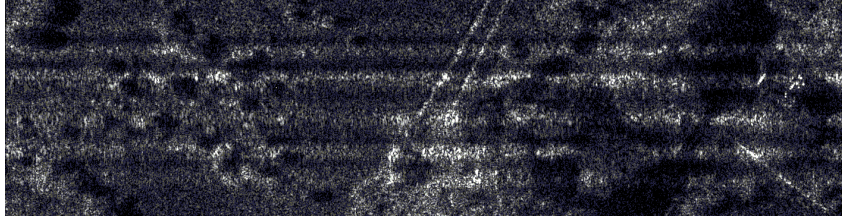


Рис. 3. Пример совмещения фрагментов РЛИ с разной компенсацией доплеровского смещения

Для устранения полос совмещения необходимо каждый фрагмент РЛИ по азимуту попиксельно умножить на комплексную экспоненту частота которой является разностью между ранее определенными доплеровскими смещениями (по сути сделать одинаковыми доплеровские смещения всех фрагментов).

3) При совмещении фрагментов необходимо выполнять компенсацию фазы по формуле (4):

$$I = I_1 + I_2 e^{j\varphi} \quad (4)$$

Одним из возможных способов определения фазы φ является прямой перебор фаз с шагом $\frac{\pi}{8}$. После каждого сложения с определённой фазой необходимо применять критерий NCFM к полученному изображению. Лучшей компенсации фазы соответствует большее значение критерия NCFM. Зависимость критерия от значения фазы носит синусоидальный характер (Рисунок 4).

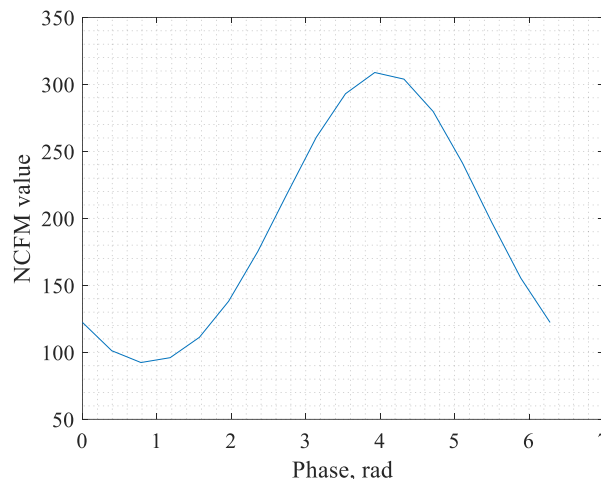


Рис. 4. Типовая зависимость критерия NCFM от фазы

Фрагмент РЛИ с компенсацией фазы и без компенсации фазы представлен на рисунке 5. Фрагмент с компенсацией фазы имеет лучшее разрешение, что заметно по ярким точкам.

С учетом всего вышесказанного проведена апробация разработанного алгоритма на радиолокационных данных X-диапазона. РЛИ, полученные в результате работы алгоритма представлены на рисунке 6.

Из РЛИ видно, что представленный алгоритм помогает существенно улучшить разрешение изображения (около 7 раз в наиболее отличающихся местах на рисунке 6). Алгоритм автофокусировки не использующий разбиение на фрагменты не позволяет скомпенсировать существенные изменения скорости движения носителя. Оба алгоритма применялись без использования навигационных данных

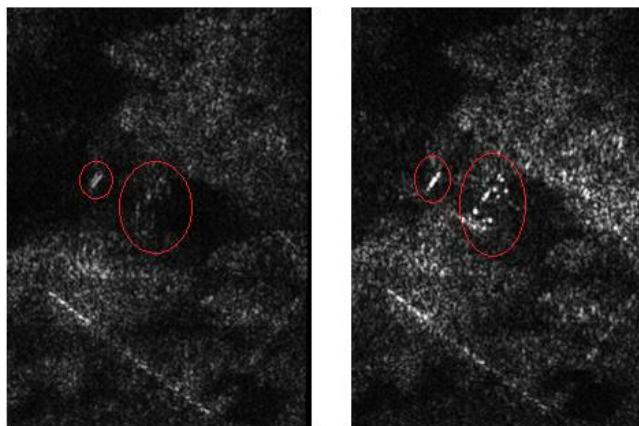


Рис. 5. Фрагменты РЛИ без компенсации фазы (слева) и с компенсацией фазы (справа).

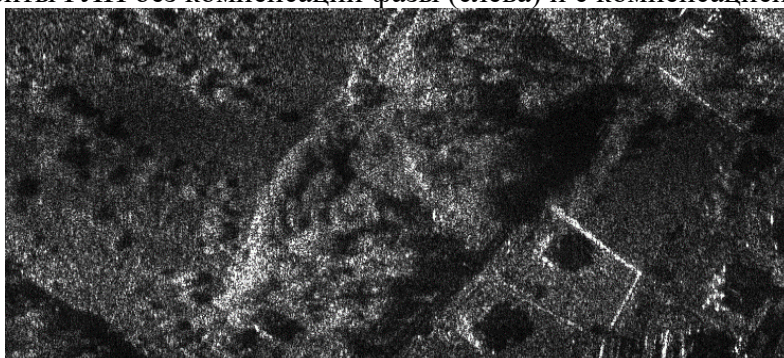


Рис. 6. Изображение, полученное с использованием представленного пофрагментного алгоритма (верхнее), изображение, полученное с использованием алгоритма автофокусировки по полному изображению

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Был разработан алгоритм пофрагментной автофокусировки радиолокационных изображений, полученных в условиях сильных траекторных нестабильностей носителя без использования навигационных данных. По результатам исследований можно сделать выводы о возможности улучшения разрешения отдельных участков изображения в несколько раз.

К достоинствам представленного алгоритма можно отнести высокую надежность (алгоритм сохраняет работоспособность независимо от содержания РЛИ) и малое количество исходной информации, необходимой для получения качественного изображения. Алгоритм легко поддается автоматизации и при работе требует минимального вмешательства оператора.

К недостаткам алгоритма можно отнести времязатратность и ресурсозатратность. На сегодняшний день, алгоритм применяется на наземных вычислительных станциях. В

дальнейшем, планируется поиск решений в части оптимизации алгоритма и реализация синтеза РЛИ на борту малого БПЛА.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследования выполнены в НИУ МИЭТ в рамках выполнения работ по теме «Разработка и освоение серийного производства модульной многодиапазонной радиолокационной платформы дистанционного зондирования земли с летательных аппаратов» в целях исполнения Соглашения № 075-11-2022-002 от 07.04.2022 о предоставлении из федерального бюджета субсидии на развитие кооперации российской образовательной организации высшего образования и организации реального сектора экономики в целях реализации комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства, заключенного между Министерством науки и высшего образования Российской Федерации и АО «Завод ПРОТОН».

ЛИТЕРАТУРА

1. Переверзев А. Л., К. С. Лялин, Ю. М. Мелешин [и др.]. Компактный мультдиапазонный радар с синтезированной апертурой. Наноиндустрия. – 2020. – Т. 13. – № S4(99). – С. 154-156.
 2. M. Lort, A. Aguasca, C. López-Martínez and T. M. Marín, "Initial Evaluation of SAR Capabilities in UAV Multicopter Platforms," in IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, vol. 11, no. 1, pp. 127-140, Jan. 2018
 3. W. Shen, X. He, X. Mao and H. Yan, "An autofocus algorithm for multi-rotor UAV SAR," 2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), 2017, pp. 1-2.
 4. N. Jean-Francois, C. Nicolas and H. Jérôme, "SAR Imaging Challenges on UAV Trajectory Restitution Study Case with SAR-Light Prototype at X-Band," 2022 IEEE International Symposium on Inertial Sensors and Systems (INERTIAL), 2022, pp. 1-3.
 5. Z. Meng, L. Zhang, Y. Ma, G. Wang and H. Jiang, "Accelerating Minimum Entropy Autofocus With Stochastic Gradient for UAV SAR Imagery," in IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, vol. 19, pp. 1-5, 2022, Art no. 4017805.
 6. A. Azouz and Z. Li, "Motion compensation for high-resolution automobile-SAR," 2014 IEEE China Summit & International Conference on Signal and Information Processing (ChinaSIP), 2014, pp. 203-207
 7. Yibin Tian, "Monte Carlo evaluations of ten focus measures," Proc. SPIE 6502, Digital Photography III, 65020C (20 February 2007)
 8. T. Zeng, R. Wang and F. Li, "SAR Image Autofocus Utilizing Minimum-Entropy Criterion," in IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, vol. 10, no. 6, pp. 1552-1556, Nov. 2013
 9. L. -t. Zeng, Y. Liang, H. -x. Wang and M. -d. Xing, "A weighted contrast enhancement autofocus algorithm," 2015 IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR), 2015, pp. 310-313
 10. И. А. Кузьмин, М. С. Хасанов, В. И. Орешкин, В. К. Цветков. Надежный критерий сфокусированности радиолокационного изображения. Проектирование и технология электронных средств. – 2022. – № 1. – С. 33-39.
 11. P. Wan and M. Uehara, "Multiple Filters of Spam Using Sobel Operators and OCR," 2012 Sixth International Conference on Complex, Intelligent, and Software Intensive Systems, 2012, pp. 164-169.
- V. K. Tsvetkov, A. Y. Sheremet, V. A. Zhmylev, Z. V. Merkulova and D. A. Baiguzov, "Method for Optimization of the Radar Image Synthesis in the Case of High Antenna Squint," 2019 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), 2019, pp. 2030-2033

REFERENCES

1. Pereverzev A.L., K.S. Lyalin, Yu.M. Meleshin [and others]. Compact multi-band synthetic aperture radar. *Nanoindustry*. – 2020. – T. 13. – No. S4(99). – pp. 154-156.
2. M. Lort, A. Aguasca, C. López-Martínez and T. M. Marín, "Initial Evaluation of SAR Capabilities in UAV Multicopter Platforms," in *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 11, no. 1, pp. 127-140, Jan. 2018
3. W. Shen, X. He, X. Mao and H. Yan, "An autofocus algorithm for multi-rotor UAV SAR," 2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), 2017, pp. 1-2.
4. N. Jean-Francois, C. Nicolas and H. Jérôme, "SAR Imaging Challenges on UAV Trajectory Restitution Study Case with SAR-Light Prototype at X-Band," 2022 IEEE International Symposium on Inertial Sensors and Systems (INERTIAL), 2022, pp. 1-3.
5. Z. Meng, L. Zhang, Y. Ma, G. Wang and H. Jiang, "Accelerating Minimum Entropy Autofocus With Stochastic Gradient for UAV SAR Imagery," in *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 19, pp. 1-5, 2022, Art no. 4017805.
6. A. Azouz and Z. Li, "Motion compensation for high-resolution automobile-SAR," 2014 IEEE China Summit & International Conference on Signal and Information Processing (ChinaSIP), 2014, pp. 203-207
7. Yibin Tian, "Monte Carlo evaluations of ten focus measures," *Proc. SPIE 6502, Digital Photography III*, 65020C (20 February 2007)
8. T. Zeng, R. Wang and F. Li, "SAR Image Autofocus Utilizing Minimum-Entropy Criterion," in *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 10, no. 6, pp. 1552-1556, Nov. 2013
9. L. -t. Zeng, Y. Liang, H. -x. Wang and M. -d. Xing, "A weighted contrast enhancement autofocus algorithm," 2015 IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR), 2015, pp. 310-313
10. I. A. Kuzmin, M. S. Khasanov, V. I. Oreshkin, V. K. Tsvetkov. A reliable criterion for focusing a radar image. *Design and technology of electronic means*. – 2022. – No. 1. – P. 33-39.
11. P. Wan and M. Uehara, "Multiple Filters of Spam Using Sobel Operators and OCR," 2012 Sixth International Conference on Complex, Intelligent, and Software Intensive Systems, 2012, pp. 164-169.
12. V. K. Tsvetkov, A. Y. Sheremet, V. A. Zhmylev, Z. V. Merkulova and D. A. Baiguzov, "Method for Optimization of the Radar Image Synthesis in the Case of High Antenna Squint," 2019 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIconRus), 2019, pp. 2030-2033

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

Л. И. Аверина¹, И. В. Завгородний¹, О. К. Каменцев²

¹Воронежский Государственный Университет (ВГУ), Воронеж, Россия

²АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрена проблема увеличения пик-фактора сигналов с частотным мультиплексированием в Massive MIMO системах связи миллиметрового диапазона с гибридным формированием луча. Обоснована неэффективность работы существующих одноканальных методов снижения пик-фактора в системах с гибридным диаграммообразованием и предложен алгоритм для рассматриваемых систем. Проведено компьютерное моделирование предложенного алгоритма снижения пик-фактора сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием в системах с гибридным диаграммообразованием для оценки эффективности алгоритмов и их вычислительной сложности.

Ключевые слова: Massive MIMO, гибридное диаграммообразование, пик-фактор, метод ограничения амплитуды с последующей фильтрацией.

ALGORITHM FOR REDUCING THE PEAK FACTOR OF SIGNALS WITH ORTHOGONAL FREQUENCY MULTIPLEXING IN COMMUNICATION SYSTEMS WITH HYBRID BEAMFORMING

L. I. Averina¹, I. V. Zavgorodniy¹, O. K. Kamentsev²

¹Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

²JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. The problem of increasing the crest factor of signals with frequency multiplexing in Massive MIMO for convenient millimeter-wave communication with hybrid receivers is considered. The ineffectiveness of existing single-channel methods for reducing the crest factor in an environment with hybrid beamforming and the proposed algorithm for the systems under consideration is substantiated. Computer simulation of the proposed algorithm for reducing the crest factor of signals with orthogonal frequency multiplexing in combination with hybrid beamforming was carried out to evaluate the efficiency of the algorithms and their computational complexity.

Keywords: Massive MIMO, hybrid beamforming, PAPR, clipping and filtering.

1. ВВЕДЕНИЕ

Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM) является популярной технологией в беспроводной связи благодаря своей высокой спектральной эффективности и устойчивости к многолучевым замираниям [1, 2].

Одним из основных недостатков OFDM систем является изначально высокий пик-фактор (PAPR), определяемый как отношение пиковой мощности сигнала к средней. Слишком высокий пик-фактор подаваемого на усилитель сигнала может привести к его амплитудному ограничению, появлению внутриполосных искажений и внеполосного излучения, а также к перегреву или даже выходу из строя силового транзистора [3], либо для передачи такого сигнала требуется усилитель мощности с большим

динамическим диапазоном, что в свою очередь приводит к увеличению стоимости продукта, такого, как базовая станция мобильной связи.

Существует множество работ [4-11], направленных на разработку и исследование методов снижения пик-фактора OFDM систем связи. Эти методы в общем случае можно разделить на две категории. Первая категория методов направлена на снижение пик-фактора путем модификации сигнала в так называемой частотной области. К таким методам можно отнести такие методы, как селективное отображение (SLM), частичная последовательность передачи (PTS) и резервирование тона (TR). Данные методы не вносят искажений в информационную часть сигнала, но обычно требуют высокой вычислительной сложности либо дополнительных алгоритмов восстановления исходного информационного сигнала на приемной стороне. В методах другой категории снижение пик-фактора достигается путем изменения отсчетов сигнала во временной области, например, путем ограничения амплитуды [5,6], итеративного ограничения амплитуды и фильтрации (ICF) [7,8], пикового оконного режима [9] и компандирования [10,11]. Данные методы позволяют значительно снизить пик-фактор, но вносят дополнительные внутриполосные и/или внеполосные искажения.

Вышеупомянутые методы справедливы на основе фундаментального предположения, что сигнал, обработанный в цифровой области, пройдет через нелинейный усилитель мощности (УМ) без объединения с другим сигналом. Данное предположение может не выполняться для Massive MIMO систем связи с гибридным формированием луча. Поэтому целью данной работы является изучение алгоритмов снижения пик-фактора в системах с гибридным диаграммообразованием. В работе предложен метод снижения пик-фактора, основная идея которого заключается в формировании сигнала компенсации во временной области для каждого тракта радиочастотных данных перед цифро-аналоговым преобразователем (ЦАП). Показано, что после добавления компенсационного сигнала к исходному пользовательскому наблюдается значительное снижение пик-фактора на входе усилителя мощности.

2. ПРОБЛЕМА ВОЗРАСТАНИЯ ПИК-ФАКТОРА СИГНАЛА В СИСТЕМЕ С ГИБРИДНЫМ ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЕМ

В гибридных системах формирования луча множество антенных элементов подключаются к нескольким радиочастотным цепям через аналоговую сеть формирования луча. В зависимости от связи между радиочастотными цепями и антеннами гибридные системы формирования диаграммы направленности можно разделить на две категории. В архитектуре первого типа, представленной частично связанными гибридными системами формирования диаграммы направленности, каждая антенна подключается к одной радиочастотной цепи [12]. Сигнал на каждой антенне такой же, как и на соответствующем пользовательском канале. Таким образом, упомянутое выше предположение все еще остается в силе: существующие методы снижения пик-фактора хорошо применимы к этим гибридным архитектурам формирования диаграммы направленности. Во втором типе архитектуры, представленном полностью связанной архитектурой, каждая антенна соединяется с несколькими радиочастотными цепями [13]. В этих архитектурах сигнал на входе УМ представляет собой комбинацию нескольких сигналов из разных каналов радиочастотных данных. Это не обязательно комбинация сигналов со всех каналов радиочастотных данных. На мощность сигнала, наблюдаемую усилителем мощности, влияет объединенный сигнал. Уменьшение пик-фактора каждого тракта радиочастотных данных мало влияет на пик-фактор сигнала на входе УМ. Кроме того, такие операции, как ограничение пикового сигнала после объединения сигналов, непрактичны, поскольку обработка аналогового сигнала является дорогостоящей и неэффективной.

Учитывая специальную аппаратную конфигурацию и вычислительную сложность, остается неизвестным, можно ли и каким образом применить существующие методы ко второму типу гибридных архитектур формирования диаграммы направленности.

В данной работе рассматривается система со вторым типом гибридного формирования диаграммы направленности, показанная на рис. 1, которая имеет M передающих антенн и K выходов с ЦАП. В этой системе усиление мощности происходит после комбинации сигналов из сети фазовращателей, поскольку объединять несколько аналоговых сигналов большой мощности непрактично. В каждом пользовательском канале изображены только обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ) и ЦАП, поскольку они тесно связаны с нашим анализом. Такие процессы, как последовательное преобразование в параллельное, вставка защитного интервала и параллельное преобразование в последовательное, опущены на рисунке 1. Обозначим число поднесущих через N . Данные на каждой поднесущей имеют соответствующий цифровой прекодер, тогда как аналоговый формирователь луча после ОБПФ идентичен для всех поднесущих [14].

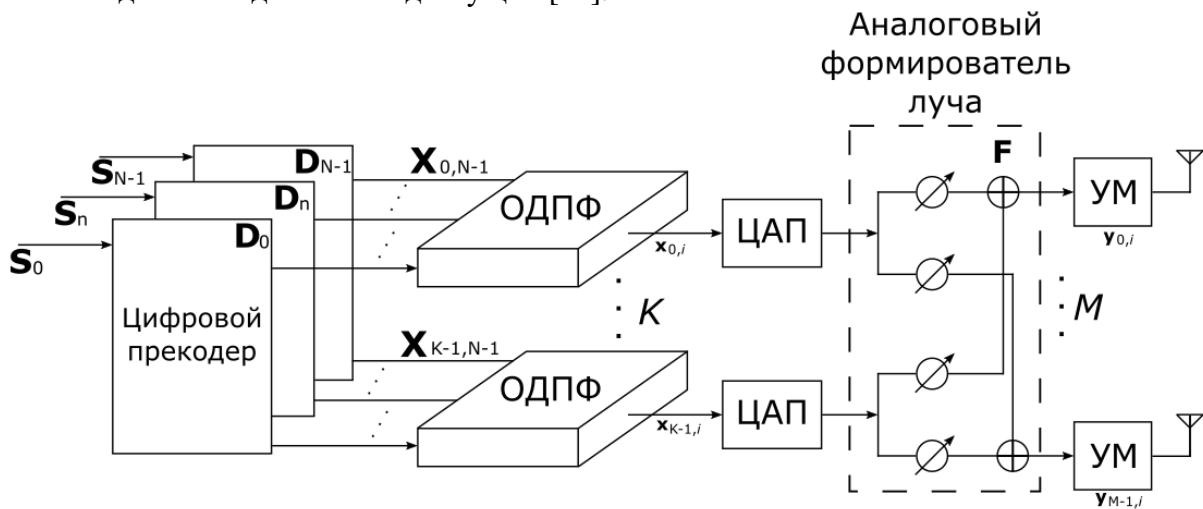


Рис. 1. Архитектура гибридного формирования диаграммы направленности.

Пик-фактор сигнала, наблюдаемого с ЦАП на k -й радиочастотной цепи, определяется как

$$PAPR_{k, \text{ЦАП}} = \frac{\max_{0 \leq i \leq LN-1} |\mathbf{x}_{k,i}|^2}{\mathbb{E}\{|\mathbf{x}_{k,i}|^2\}},$$

где $\mathbf{x}_{k,i}$ – OFDM символ во временной области, $k = 0, 1, \dots, K-1$, $i = 0, 1, \dots, LN-1$, L – коэффициент передискретизации ОДПФ, $\mathbb{E}\{\cdot\}$ обозначает операцию математического ожидания. Пик-фактор выходного сигнала ЦАП в системах ММО определяется как наибольший пик-фактор сигнала, наблюдаемый с ЦАП, который определяется выражением

$$PAPR_{\max, \text{ЦАП}} = \max_{0 \leq k \leq K-1} \{PAPR_{k, \text{ЦАП}}\}.$$

С математической моделью аналогового формирования диаграммы направленности, обозначенной как $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{M \times K}$, символ OFDM на m -й антенне и i -м временном индексе выражается как

$$\mathbf{y}_{m,i} = \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{F}_{m,k} \mathbf{x}_{k,i}$$

для $m = 0, 1, \dots, M-1$. Аналогично, пик-фактор входного сигнала УМ в гибридных системах формирования диаграммы направленности ММО определяется как

наибольшее значение пик-фактора сигнала, наблюдаемого на УМ, которое определяется выражением

$$PAPR_{m,UM} = \frac{\max_{0 \leq i \leq LN-1} |y_{k,i}|^2}{\mathbb{E} \{ |y_{k,i}|^2 \}},$$

$$PAPR_{max,UM} = \max_{0 \leq m \leq M-1} \{ PAPR_{m,UM} \}.$$

Поскольку $y_{m,i}$ вычисляется посредством взвешенного суммирования $x_{k,i}$, то $PAPR_{max,ЦАП}$ отличается от $PAPR_{max,UM}$. В гибридных системах формирования диаграммы направленности не существует однозначного соответствия между трактом радиочастотных данных и УМ. В этих гибридных архитектурах формирования диаграммы направленности, в которых каждая антенна соединяется с несколькими радиочастотными цепями, $PAPR_{max,UM}$ отличается от $PAPR_{max,ЦАП}$, и существующие методы снижения пик-фактора не эффективны.

3. АЛГОРИТМ УМЕНЬШЕНИЯ ПИК-ФАКТОРА СИГНАЛА

Суть алгоритма заключается в следующем. Сформированный компенсационный сигнал Δx добавляется к заданным во временной области символам OFDM x . Сигнал $x + \Delta x$, который подается на вход ЦАП, проходит аналоговый прекодер F . В результате получается входной сигнал УМ \bar{y} , который определяется выражением

$$\bar{y} = F(x + \Delta x) = y + F\Delta x, \quad (1)$$

где $y = Fx$ является сигналом на входе УМ без учета добавки Δx .

Целью метода является минимизация Евклидова расстояния между \hat{y} и \bar{y} , которое выражается как

$$\min_{\bar{y}} \sum_{i=0}^{LN-1} \|\hat{y}_i - \bar{y}_i\|_2^2, \quad (2)$$

где \hat{y} является целевым сигналом на входе УМ, который бы имел желаемое $PAPR_{max,UM}$, $\|\cdot\|_2$ обозначает норму вектора l_2 . Когда Евклидово расстояние приближается к нулю, $PAPR_{max,UM}$ для \bar{y} будет приближаться к γ дБ. Подставляя (1) в (2), имеем

$$\min_{\Delta x} \sum_{i=0}^{LN-1} \|\Delta y_i - F\Delta x_i\|_2^2, \quad (3)$$

где $\Delta y = \hat{y} - y$. Существуют разные способы получения целевого сигнала на входе УМ \hat{y} из y , который бы имел желаемое $PAPR_{max,UM}$. Одним из наиболее популярных является метод ограничения амплитуды. В этом случае уровень ограничения амплитуды равен $A = \gamma\sigma$ и для сигнала \hat{y} получаем

$$\hat{y}_{m,i} = \begin{cases} A, & |y_{m,i}| \geq A, \\ y_{m,i}, & |y_{m,i}| < A, \end{cases} \quad (4)$$

для $m = 0, 1, \dots, M-1, i = 0, 1, \dots, LN-1$.

Целевая функция в (3) равна

$$f(\Delta x) = \sum_{i=0}^{LN-1} \|\Delta y_i - F\Delta x_i\|_2^2. \quad (5)$$

При $\Delta y = \hat{y} - y$ и $\bar{y} = y + F\Delta x$, $f(\Delta x)$ представляет собой энергию сигнала ошибки, когда \hat{y} отличается от \bar{y} . Метрика $f(\Delta x)$ оценивает точность добавления Δx к цифровому сигналу x для компенсации Δy . Когда $f(\Delta x)$ приближается к нулю, компенсированный сигнал \bar{y} приближается к \hat{y} , что в конечном итоге приводит к

меньшему $PAPR_{max,UM}$. Поскольку (3) является неограниченной выпуклой задачей, оптимальное решение можно получить, полагая производную $f(\Delta\mathbf{x})$ по $\Delta\mathbf{x}$ равной нулю [15]. Пусть $J = f(\Delta\mathbf{x}) = \mathbf{e}\mathbf{e}^*$, где $\mathbf{e} = \Delta\mathbf{y} - \mathbf{F}\Delta\mathbf{x}$ и $\mathbf{e}^* = \Delta\mathbf{y}^* - \mathbf{F}^H\Delta\mathbf{x}^*$. Тогда:

$$\frac{\partial J}{\partial \Delta\mathbf{x}^*} = \frac{\partial J}{\partial \mathbf{e}^*} \frac{\partial \mathbf{e}^*}{\partial \Delta\mathbf{x}^*} = -\mathbf{e}\mathbf{F}^H = -(\Delta\mathbf{y} - \mathbf{F}\Delta\mathbf{x})\mathbf{F}^H = \mathbf{0},$$

$$\mathbf{F}^H\mathbf{F}\Delta\mathbf{x} - \mathbf{F}^H\Delta\mathbf{y} = \mathbf{0}, \quad (6)$$

где $\mathbf{0}$ обозначает нулевую матрицу. Согласно (6) оптимальное решение (3) имеет вид

$$\Delta\mathbf{x} = (\mathbf{F}^H\mathbf{F})^{-1}\mathbf{F}^H\Delta\mathbf{y}, \quad (7)$$

где $(\cdot)^H$ и $(\cdot)^{-1}$ обозначают операцию эрмитового сопряжения и инвертирования матрицы соответственно.

Когда количество передающих антенн равно количеству радиочастотных цепей, т.е. $M = K$, матрица \mathbf{F} имеет полный ранг и $\Delta\mathbf{y}$ может быть полностью компенсирован за одну операцию ограничения амплитуды. В системах гибридного диаграммообразования $M > K$, это приводит к тому, что $\Delta\mathbf{y}$ не может быть полностью компенсирован за одну операцию ограничения амплитуды и $PAPR_{max,UM}$ для $\bar{\mathbf{y}}$ превышает γ дБ. Чтобы еще больше уменьшить $PAPR_{max,UM}$, повторяются описанные выше операции в течение нескольких итераций. Число итераций обозначается как r . Чем больше r , тем $f(\Delta\mathbf{x})$ становится меньше и тем более близко $PAPR_{max,UM}$ для $\bar{\mathbf{y}}$ приближается к γ дБ. Для улучшения характеристики коэффициента утечки соседнего канала передаваемого сигнала, в качестве алгоритма уменьшения пик-фактора выбирается фильтрованное ограничение. Внеполосные искажения устраняются путем добавления операции фильтрации в частотной области на каждой итерации. На рис. 2 представлена графическая реализация алгоритма в виде блок-схемы.

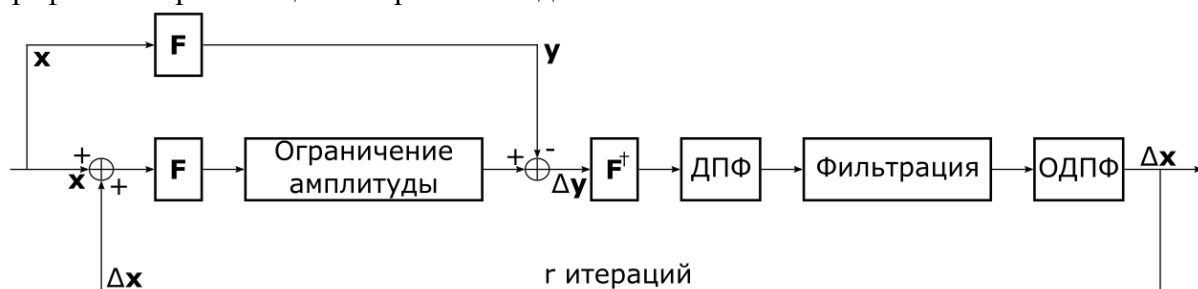


Рис. 2. Блок-схема предлагаемого алгоритма.

4. ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ

Для проведения численного моделирования предлагаемого алгоритма уменьшения пик-фактора сигналов в системах с гибридным диаграммообразованием была разработана многопользовательская имитационная модель системы связи на основе технологии Massive MIMO и ортогонального частотного мультиплексирования. Модель включает в себя базовую станцию, вокруг которой расположены абонентские станции, число которых равно 4 и диаграммы направленности которых являются всенаправленными. Использовалась модель канала с многолучевым замиранием. Предполагается, что комплексное усиление каждого пути распространения соответствует комплексному распределению Гаусса с нулевым средним значением и единичной дисперсией. Передающие антенны представляют собой однородную плоскую решетку, а элементы антенны расположены на одинаковом расстоянии друг от друга на расстоянии $\lambda/2$, где λ обозначает длину волны несущего сигнала и равна 10,7 мм. Количество поднесущих OFDM сигнала N , передающих антенн M и радиочастотных цепей K в следующих симуляциях установлено равным 256, 64 и 8 соответственно. Информационные и пилотные символы во всех экспериментах имели

модуляцию QAM16. Коэффициент передискретизации ОДФФ L устанавливается равным 2. В качестве фильтра использовался фильтр с характеристикой приподнятого косинуса. При оценке производительности пик-фактора учитывается дополнительная кумулятивная функция распределения (CCDF) по уровню 10^{-4} . Поскольку $PAPR_{max,UM}$ является фактической метрикой производительности, в следующих симуляциях будем учитывать только производительность $PAPR_{max,UM}$.

5. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Исследовалось влияние номера итерации r на производительность рассматриваемого метода. Характеристики $PAPR_{max,UM}$ при фиксированном уровне ограничения сигнала $\gamma = 8$ дБ и различных r показаны на рис. 3. Видно, что $PAPR_{max,UM}$ уменьшается с увеличением r , что подтверждает работоспособность алгоритма. Объяснение этому приводится на рис. 4. Здесь представлена относительная ошибка отношения $f(\Delta\mathbf{x})$ к $g(\Delta\mathbf{y})$, которая оценивает эффективность компенсации $\Delta\mathbf{y}$, где энергия сигнала ошибки $g(\Delta\mathbf{y})$ определяется как

$$g(\Delta\mathbf{y}) = \sum_{i=0}^{LN-1} \|\Delta\mathbf{y}_i\|_2^2.$$

С увеличением числа итераций r сигнал \mathbf{y} все ближе компенсируется к $\bar{\mathbf{y}}$. Изменение $PAPR_{max,UM}$ и модуля вектора ошибки (EVM) по пользователям с ростом r приведено в таблице 1.

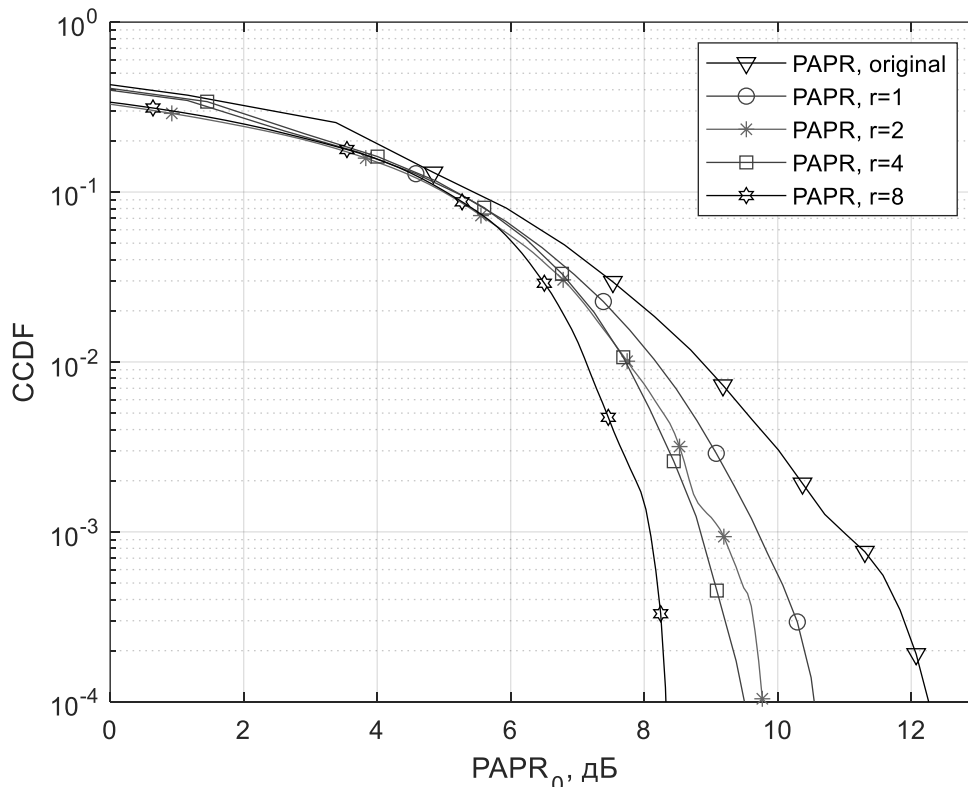


Рис. 3. Влияние номера итерации r на производительность предложенного метода при $\gamma = 8$ дБ.

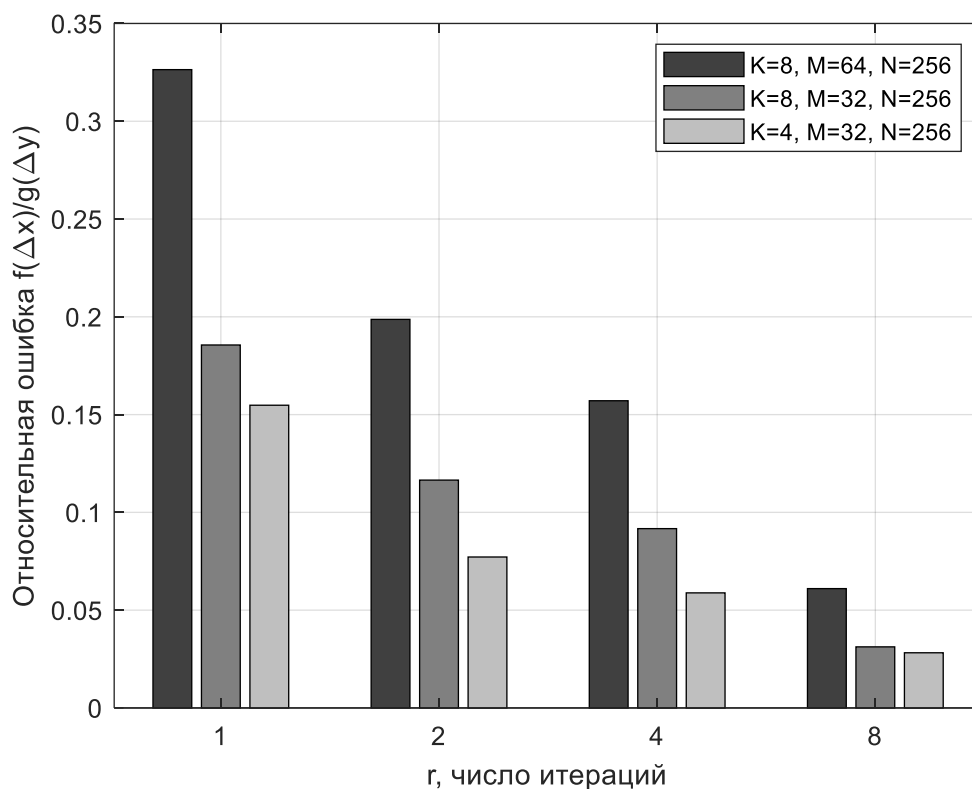


Рис. 4. Отношение $f(\Delta x)$ к $g(\Delta y)$ в зависимости от номера итерации r .

Таблица 1. Результаты работы алгоритма

	$r = 0$	$r = 1$	$r = 2$	$r = 3$	$r = 4$	$r = 5$	$r = 6$	$r = 7$	$r = 8$
PAPR, дБ	12,17	10,36	9,72	9,31	8,99	8,75	8,54	8,40	8,28
EVM1, %	0,38	12,08	19,11	23,21	25,48	26,69	27,30	27,59	27,68
EVM2, %	1,03	11,52	18,16	22,37	24,89	26,40	27,27	27,76	27,99
EVM3, %	2,14	11,51	17,56	21,59	24,30	26,11	27,28	28,01	28,45
EVM4, %	1,01	11,69	18,36	22,62	25,16	26,61	27,41	27,82	28,01

Из таблицы 1 видно, что увеличение числа итераций r приводит к ухудшению производительности EVM. Все дело в том, что с увеличением r в исходный сигнал вносится больше искажений. С другой стороны, увеличение r приводит к росту вычислительной сложности. Поэтому необходимо гибко устанавливать номер итерации r , чтобы достичь баланса между производительностью снижения $PAPR_{max,UM}$, ухудшением EVM и сложностью вычислений.

6. АНАЛИЗ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СЛОЖНОСТИ

Поскольку операция умножения намного сложнее операции сложения, при обсуждении вычислительной сложности рассмотрим только количество комплексных

умножений. Цифровое предварительное кодирование и аналоговое формирование диаграммы направленности требует комплексных умножений NK^2 и $LNKM$ соответственно. Операция LN -точечного ОДПФ в каждой радиочастотной цепи обычно реализуется с помощью алгоритма обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ), в котором количество комплексных умножений равно $(LN/2) \log_2(LN)$. Операция вычисления обратной матрицы $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{K \times K}$ требует K^3 комплексных умножений. Таким образом, для вычисления $\mathbf{F}^\dagger = (\mathbf{F}^H \mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^H$ требуется $2MK^2 + K^3$ комплексных умножений. Аналоговое анти-формирование луча с $\mathbf{F}^\dagger \in \mathbb{C}^{K \times M}$ требует $LNKM$ комплексных умножений, что аналогично аналоговому формированию луча.

Как показано на рис. 2, каждая итерация предлагаемого метода включает в себя две операции БПФ и ОБПФ и две операции аналогового формирования и анти-формирования луча. Ожидаемое значение \mathbf{y} вычисляется как $\mathbf{y} = \mathbf{F}\mathbf{x}$ с известными \mathbf{F} и \mathbf{x} . Кроме того, его можно использовать в качестве $\bar{\mathbf{y}}$ на первой итерации и сохранить для вычисления $\Delta\mathbf{y} = \hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y}$. В каждой итерации нам нужно только одно вычисление \mathbf{F}^\dagger . Таким образом, предлагаемый метод требует одного цифрового предварительного кодирования, $(2r + 1)$ операций ОБПФ, одного вычисления \mathbf{F}^\dagger и $(2r + 1)$ операций аналогового формирования и анти-формирования диаграммы направленности. На рис. 5 изображено требуемое количество комплексных умножений в предлагаемом алгоритме при разных параметрах имитационной модели.

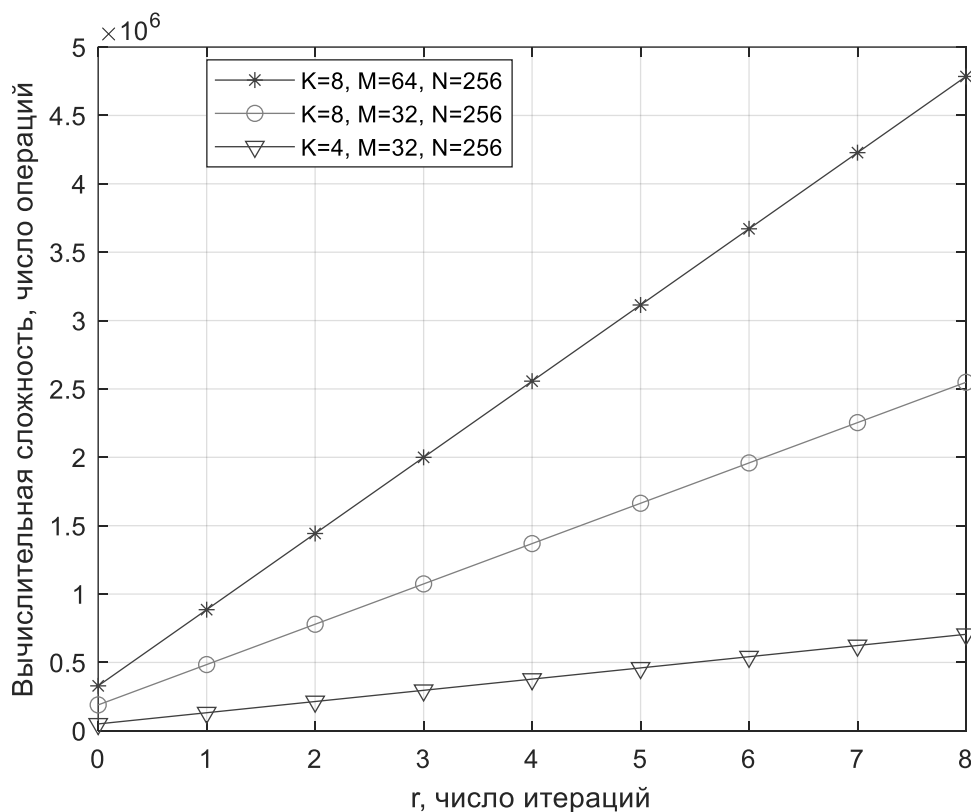


Рис. 5. Требуемое количество комплексных умножений

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе синтезирована имитационная модель Massive MIMO системы связи с гибридным диаграммообразованием и обоснована неэффективность работы существующих одноканальных методов снижения пик-фактора в такого рода системах. Предложен итеративный алгоритм уменьшения пик-фактора в системах с гибридным формированием лучей. Проведено имитационное моделирование, на основе которого

можно сделать вывод о необходимости подбора числа итераций алгоритма для достижения компромисса между значением пик-фактора сигнала, приемлемом уровне вносимых искажений и вычислительной сложности.

8. БЛАГОДАРНОСТИ

Для выполнения численных расчетов в работе использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ».

ЛИТЕРАТУРА

1. Bolcskei H., Gesbert D., Paulraj A.J. On the capacity of OFDM-based spatial multiplexing systems // *IEEE Transactions on Communications*. 2002. Vol. 50, № 2. P. 225–234.
2. Zou W.Y., Wu Y. COFDM: an overview // *IEEE Transactions on Broadcasting*. 1995. Vol. 41, № 1. P. 1–8.
3. Jiang T., Wu Y. An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals // *IEEE Transactions on Broadcasting*. 2008. Vol. 54, № 2. P. 257–268.
4. Rahmatallah Y., Mohan S. Peak-To-Average Power Ratio Reduction in OFDM Systems: A Survey And Taxonomy // *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 2013. Vol. 15, № 4. P. 1567–1592.
5. O’Neill R., Lopes L.B. Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals // *Proceedings of 6th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*. Toronto, Ont., Canada: IEEE, 1995. Vol. 1. P. 71–75.
6. Ochiai H., Imai H. Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals // *IEEE Transactions on Communications*. 2002. Vol. 50, № 1. P. 89–101.
7. Anoh K., Tanriover C., Adebisi B. On the Optimization of Iterative Clipping and Filtering for PAPR Reduction in OFDM Systems // *IEEE Access*. 2017. Vol. 5. P. 12004–12013.
8. Anoh K. et al. A New Approach to Iterative Clipping and Filtering PAPR Reduction Scheme for OFDM Systems // *IEEE Access*. 2018. Vol. 6. P. 17533–17544.
9. A new PAPR reduction technique for OFDM systems using advanced peak windowing method | *IEEE Journals & Magazine | IEEE Xplore* [Electronic resource]. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/4560106> (accessed: 02.03.2024).
10. Aburakhia S.A., Badran E.F., Mohamed D.A.E. Linear Companding Transform for the Reduction of Peak-to-Average Power Ratio of OFDM Signals // *IEEE Transactions on Broadcasting*. 2009. Vol. 55, № 1. P. 155–160.
11. Hu M. et al. A Piecewise Linear Companding Transform for PAPR Reduction of OFDM Signals With Companding Distortion Mitigation // *IEEE Transactions on Broadcasting*. 2014. Vol. 60, № 3. P. 532–539.
12. Li N. et al. Hybrid Precoding for mmWave Massive MIMO Systems With Partially Connected Structure // *IEEE Access*. 2017. Vol. 5. P. 15142–15151.
13. Molisch A.F. et al. Hybrid Beamforming for Massive MIMO: A Survey // *IEEE Communications Magazine*. 2017. Vol. 55, № 9. P. 134–141.
14. Yuan H. et al. Low Complexity Hybrid Precoding for Multiuser Millimeter Wave Systems Over Frequency Selective Channels // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2019. Vol. 68, № 1. P. 983–987.
15. *Linear Estimation (Information and System Sciences Series)* / ed. Kailath T., Sayed A.H., Hassibi B. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2000.

REFERENCES

1. Bolcskei H., Gesbert D., Paulraj A.J. On the capacity of OFDM-based spatial multiplexing systems // *IEEE Transactions on Communications*. 2002. Vol. 50, № 2. P. 225–234.
2. Zou W.Y., Wu Y. COFDM: an overview // *IEEE Transactions on Broadcasting*. 1995. Vol. 41, № 1. P. 1–8.
3. Jiang T., Wu Y. An Overview: Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals // *IEEE Transactions on Broadcasting*. 2008. Vol. 54, № 2. P. 257–268.
4. Rahmatallah Y., Mohan S. Peak-To-Average Power Ratio Reduction in OFDM Systems: A Survey And Taxonomy // *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 2013. Vol. 15, № 4. P. 1567–1592.
5. O'Neill R., Lopes L.B. Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals // *Proceedings of 6th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*. Toronto, Ont., Canada: IEEE, 1995. Vol. 1. P. 71–75.
6. Ochiai H., Imai H. Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals // *IEEE Transactions on Communications*. 2002. Vol. 50, № 1. P. 89–101.
7. Anoh K., Tanriover C., Adebisi B. On the Optimization of Iterative Clipping and Filtering for PAPR Reduction in OFDM Systems // *IEEE Access*. 2017. Vol. 5. P. 12004–12013.
8. Anoh K. et al. A New Approach to Iterative Clipping and Filtering PAPR Reduction Scheme for OFDM Systems // *IEEE Access*. 2018. Vol. 6. P. 17533–17544.
9. A new PAPR reduction technique for OFDM systems using advanced peak windowing method | *IEEE Journals & Magazine | IEEE Xplore* [Electronic resource]. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/4560106> (accessed: 02.03.2024).
10. Aburakhia S.A., Badran E.F., Mohamed D.A.E. Linear Comanding Transform for the Reduction of Peak-to-Average Power Ratio of OFDM Signals // *IEEE Transactions on Broadcasting*. 2009. Vol. 55, № 1. P. 155–160.
11. Hu M. et al. A Piecewise Linear Comanding Transform for PAPR Reduction of OFDM Signals With Comanding Distortion Mitigation // *IEEE Transactions on Broadcasting*. 2014. Vol. 60, № 3. P. 532–539.
12. Li N. et al. Hybrid Precoding for mmWave Massive MIMO Systems With Partially Connected Structure // *IEEE Access*. 2017. Vol. 5. P. 15142–15151.
13. Molisch A.F. et al. Hybrid Beamforming for Massive MIMO: A Survey // *IEEE Communications Magazine*. 2017. Vol. 55, № 9. P. 134–141.
14. Yuan H. et al. Low Complexity Hybrid Precoding for Multiuser Millimeter Wave Systems Over Frequency Selective Channels // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2019. Vol. 68, № 1. P. 983–987.
15. *Linear Estimation (Information and System Sciences Series)* / ed. Kailath T., Sayed A.H., Hassibi B. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2000.

АЛГОРИТМЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ АДАПТИВНЫХ ЦИФРОВЫХ КОРРЕКТОРОВ ДЛЯ ЛИНЕАРИЗАЦИИ АНАЛОГОВОГО ТРАКТА

Е.В. Аверина², В.А. Золотухин¹, А.Ю. Лафицкий²

¹Воронежский Государственный Университет (ВГУ), Воронеж, Россия

²АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрена задача цифровой коррекции аналогового радиотракта с нелинейным усилителем мощности. Приведены различные методы построения передающей системы с цифровой коррекцией и алгоритмы идентификации параметров моделей корректоров для адаптивной компенсации нелинейных искажений. Проведен сравнительный анализ различных подходов на основе компьютерного моделирования. Также исследовано влияние частоты дискретизации системы коррекции на эффективность работы алгоритмов.

Ключевые слова: цифровые предискажения, нелинейный усилитель мощности, архитектура прямого обучения, архитектура обратного обучения.

ALGORITHMS FOR IDENTIFYING PARAMETERS OF ADAPTIVE DIGITAL CORRECTORS FOR ANALOG PATH LINEARIZATION

E.V. Averina², V.A. Zolotukhin¹, A.Yu. Lafitsky²

¹Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

²JSC «Sozvezdie» Concern», Voronezh, Russia

Abstract. The problem of digital correction of analog radio path with nonlinear power amplifier is considered. Various methods of constructing a transmission system with digital correction and algorithms for identifying parameters of corrector models for adaptive compensation of nonlinear distortion are presented. A comparative analysis of different approaches on the basis of computer modeling is carried out. The effect of the sampling frequency of the correction system on the performance of the algorithms is also investigated.

Keywords: digital predistortion, nonlinear power amplifier, direct learning architecture, indirect learning architectures.

1. ВВЕДЕНИЕ

Беспроводные системы предоставляют широкий спектр услуг все большему числу пользователей. Увеличение числа портативных устройств накладывает определенные требования к их энергетической эффективности и простоте реализации. Известно, что одной из энергетически затратных частей радиоустройства является усилитель мощности (УМ), для достижения высокого КПД которого его необходимо переводить в нелинейный режим [1]. С другой стороны, из-за природы передаваемых сигналов с сильно меняющейся огибающей – высоким пик-фактором - системы усиления мощности должны быть высоколинейными, а сигнал на их выходе - соответствовать маскам излучения спектра. Это требует использования методов линейаризации передающего тракта, которые позволяют сделать всю систему линейной в рабочем динамическом диапазоне мощностей. Одним из наиболее эффективных методов уменьшения нелинейных искажений сигналов является метод цифровых предискажений [2].

Целью данной работы является проведение сравнительного анализа двух подходов к построению передающего тракта с цифровой коррекцией и соответствующих алгоритмов идентификации параметров моделей корректоров с точки зрения эффективности линеаризации.

2. АРХИТЕКТУРЫ ПЕРЕДАЮЩЕГО ТРАКТА С ЦИФРОВОЙ КОРРЕКЦИЕЙ

В системах с цифровой коррекцией используется несколько архитектур построения передающего тракта. В основе первого подхода (архитектура 1) лежат следующие принципы: модель цифрового корректора представляет собой нелинейную функцию ($F(x)$), обратную к передаточной характеристике УМ ($G(y)$); для идентификации параметров модели используется обратная архитектура обучения, структурная схема которой изображена на рис. 1. При таком подходе на выходе усилителя мощности вводится копия модели корректора – посткорректор с идентичной характеристикой предкорректора, т. е. $F_{\text{пре}} = F_{\text{пост}}$ [3, 4]. Линеаризация всей системы происходит при выполнении условия:

$$F_{\text{пре}}(x) = G^{-1}(K_{\text{лин}} \cdot x).$$

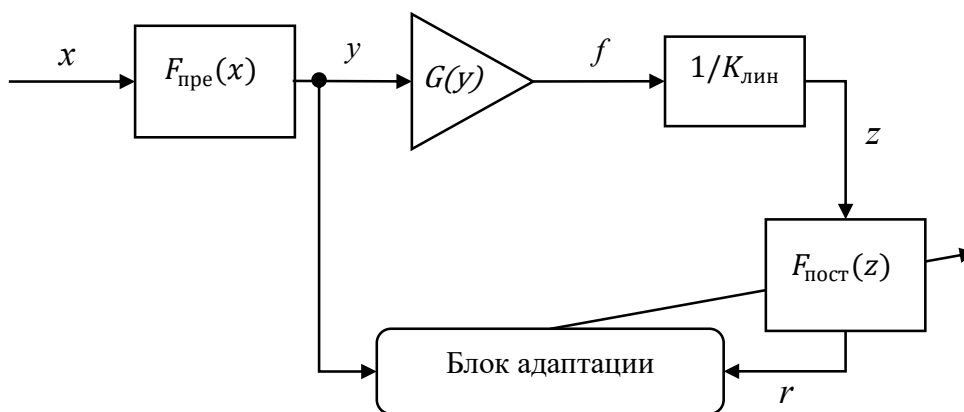


Рис. 1. Архитектура с обратной системой обучения модели корректора

Для получения параметров модели корректора в такой архитектуре необходимо минимизировать среднеквадратическую ошибку между сигналом на входе усилителя мощности и сигналом на выходе посткорректора. Важным достоинством обратной архитектуры обучения является отсутствие необходимости знать модель усилителя в процессе адаптации, а также возможность нахождения параметров прямыми методами [5].

Вторым распространенным подходом является прямая архитектура идентификации параметров нелинейной модели корректора, когда минимизируется среднеквадратическая ошибка между входом корректора и выходом УМ. Однако данный подход требует первоначального синтеза модели самого усилителя мощности, что усложняет его практическую реализацию [5], поэтому в данной работе он рассматриваться не будет.

И, наконец, в некоторых работах рассматривается архитектура «закрытого» типа (архитектура 2), в основе которой лежат следующие принципы: модель цифрового корректора представляет собой сумму входного сигнала и нелинейной функции от него ($F(x)$); для идентификации параметров $F(x)$ используется прямая архитектура обучения, структурная схема которой изображена на рис. 2. Здесь сигнал на выходе УМ также представляется в виде суммы сигнала на его входе и нелинейной добавки к нему, которую непосредственно можно измерить.

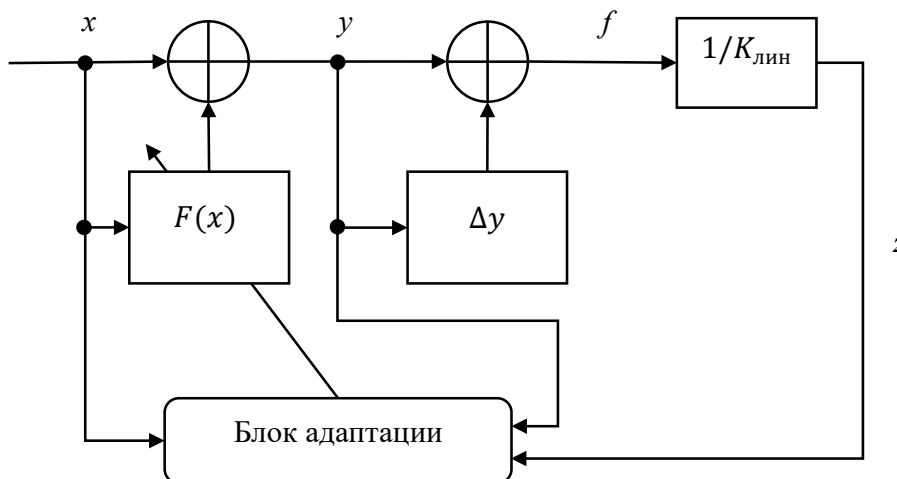


Рис. 2. Прямая архитектура обучения коэффициентов

Для определения параметров модели корректора необходимо минимизировать ошибку между сигналом на входе корректора и ослабленным сигналом с выхода усилителя.

3. АЛГОРИТМЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ КОЭФФИЦИЕНТОВ КОРРЕКТОРА

В качестве модели корректора в обеих архитектурах будем использовать одну из наиболее простых модификаций модели Вольтерры, а именно полиномиальную модель с памятью, математическое представление которой имеет вид:

$$y(n) = \sum_{k=1}^P \sum_{l=0}^M h_{k,l} x(n-l) |x(n-l)|^{k-1}, \quad (1)$$

где $h_{k,n}$ – корректирующие коэффициенты, а P и M степень нелинейности и глубина памяти соответственно.

Поскольку рассмотренная нами модель корректора является моделью с линейными зависимостями от параметров и обратная архитектура системы обучения (рис.1) допускает прямые методы идентификации параметров, то для нахождения коэффициентов предкорректора достаточно решить систему линейных уравнений. Представим уравнение (1) в матричном виде. Запишем вектор-столбец наблюдаемых данных как:

$$Y = [y(0) \ y(1) \ \dots \ y(N-1)]^T,$$

Пусть входные данные будут сформированы следующим образом:

$$\Phi = [\phi(0) \ \phi(1) \ \dots \ \phi(N-1)]^T,$$

где $\phi(n) = [\phi_1(n) \ \phi_2(n) \ \dots \ \phi_P(n)]$, $n = 0, \dots, M$, а $\phi_i(n)$ строки из произведений вида:

$$\phi_i(n) = [x(n) \cdot x(n)^{i-1} \ x(n-1) \cdot x(n-1)^{i-1} \ \dots \ x(n-M) \cdot x(n-M)^{i-1}],$$

а коэффициенты модели корректора примут вид:

$$H = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_m]^T, \ h_m = [h_{1,m} \ h_{2,m} \ \dots \ h_{P,m}]^T.$$

Таким образом уравнение (1) можно переписать в матричном виде:

$$Y = \Phi \cdot H.$$

Согласно первому методу обучения, в качестве входного сигнала используем выход с усилителя мощности $z(n)$, а выходом будем считать сигнал на входе усилителя $y(n)$. Соответственно, получить искомые коэффициенты предкорректора можно решением матричного уравнения вида:

$$\mathbf{H} = \text{pinv}(\Phi) \cdot \mathbf{Y}, \quad (2)$$

где $\text{pinv}()$ – псевдообращение Мура-Пенроуза.

Однако, из-за увеличения пик-фактора и полосы предсказанного сигнала, для точной оценки параметров, идентификацию корректора необходимо проводить в несколько этапов. Изначально на вход усилителя поступает исходный сигнал, а при последующих итерациях - предсказанный предкорректором с коэффициентами, оцененными на предыдущем шаге адаптации [5].

Для второй архитектуры системы находить коэффициенты корректора будем с применением градиентного метода. Правило обучения параметров получим, минимизируя среднеквадратическую ошибку между входным и выходным сигналами системы (рис. 2). Пусть сигнал после корректора имеет вид:

$$y(n) = x(n) + \Delta x(n),$$

аналогично ослабленный сигнал с выхода усилителя будем представлять в виде:

$$z(n) = y(n) + \Delta y(n),$$

соответственно

$$z(n) = x + \Delta x(n) + \Delta y(n).$$

Очевидно, что для компенсации искажений необходимо, чтобы сигнал ошибки был минимален, т. е.:

$$\mathbf{e} = \mathbf{z} - \mathbf{x} = \Delta \mathbf{x} + \Delta \mathbf{y} \rightarrow \min,$$

где $\Delta \mathbf{x} = \mathbf{H} \cdot \Phi$, а $\Delta \mathbf{y} = \mathbf{z} - \mathbf{y}$.

В качестве целевой функции будем рассматривать функцию, определяемую сигналом ошибки:

$$J = E[\mathbf{e} \cdot \mathbf{e}^*],$$

где $E[\dots]$ - знак усреднения. Таким образом, проведем расчет параметров корректора, исходя из следующего выражения:

$$\frac{\partial J}{\partial \mathbf{H}^*} = 0.$$

Найдя необходимые производные и приравняв их к нулю, удастся получить следующее правило обновления коэффициентов цифрового корректора:

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial \mathbf{H}^*} &= \frac{\partial J}{\partial \mathbf{e}^*} \frac{\partial \mathbf{e}^*}{\partial \mathbf{H}^*} = E[\mathbf{e} \Phi^H] = E[(\Delta \mathbf{x} + \Delta \mathbf{y}) \Phi^H] = E[(\mathbf{H} \cdot \Phi + \Delta \mathbf{y}) \Phi^H] \\ &= E[\mathbf{H} \cdot \Phi \Phi^H] + E[\Delta \mathbf{y} \Phi^H] \equiv 0 \\ \mathbf{H} &= -\text{pinv}(\mathbf{R}_{\Phi\Phi}) \cdot \mathbf{R}_{\Phi\Delta \mathbf{y}}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $\mathbf{R}_{\Phi\Phi} = E[\Phi \Phi^H]$, $\mathbf{R}_{\Phi\Delta \mathbf{y}} = E[\Delta \mathbf{y} \Phi^H]$. Здесь также может быть несколько итераций расчёта коэффициентов.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ СРАВНИТЕЛЬНОГО АНАЛИЗА НА ОСНОВЕ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для проведения сравнительного анализа различных архитектур передающего тракта с цифровой коррекцией в качестве анализируемых параметров, количественно оценивающих эффективность работы рассматриваемых подходов, использовались среднеквадратическая ошибка EVM, характеризующая деформацию сигнального созвездия во временной области (в процентном соотношении), и относительный уровень внеполосных излучений в частотной области - ACPР.

Моделирование работы радиотракта и цифрового корректора проводилось на основе компьютерного эксперимента в среде программирования Matlab. В качестве модели усилителя была выбрана модель Винера-Гаммерштейна, состоящая из трех блоков, следующих друг за другом: входного фильтра, безынерционного нелинейного

элемента и выходного фильтра. В качестве тестового сигнала был выбран OFDM сигнал с полосой 200 МГц.

Как известно, эффективность цифровой коррекции в значительной степени зависит от частоты дискретизации сигнала в цепи обратной связи (частоты дискретизации приемного АЦП). Поэтому в работе также анализировалась эффективность алгоритмов в зависимости от величины этого параметра.

Сначала моделировалась и оценивалась работа различных систем при частоте дискретизации сигнала 1 ГГц. Результаты работы цифрового корректора приведены в таблице 1 и на рис. 3а. Из полученных данных видно, что применение прямой архитектуры с алгоритмом идентификации параметров (3) позволяет добиться лучших результатов линейаризации по сравнению с обратной архитектурой и методом (2). При этом «закрытая» архитектура позволяет увеличить степень снижения уровня внеполосных излучений в частотной области в среднем на 5-7 дБ по сравнению с первой архитектурой, однако линейаризация сигнала в основной полосе схожа, что видно по меньшим значениям EVM.

Таблица 1. Результаты моделирования

	ACPR, дБ				EVM, %
	Лев. доп. канал	Лев. сосед. канал	Прав. сосед. канал	Прав. доп. канал	
Без коррекции	-53.1	-28.6	-28.3	-52.7	21.26
С коррекцией, обратная архитектура	-68.7	-63.1	-63.2	-68.4	0.08
С коррекцией, прямая архитектура	-74.0	-69.6	-70.3	-74.2	0.03

Далее частота дискретизации сигнала была снижена в два раза. Результаты работы цифровых корректоров для этого случая представлены в таблице 2 и на рис. 3б. Как видно из полученных данных, «закрытая» архитектура с прямым обучением демонстрирует схожие результаты по сравнению с первой архитектурой и обратным алгоритмом обучения. Наблюдаются незначительный выигрыш по анализируемым параметрам прямой архитектуры над обратной. Можно заметить, что эффективность цифровой коррекции из-за снижения частоты дискретизации в цепи обратной связи снижается на 20 дБ для первой архитектуры и на 27 дБ – для второй.

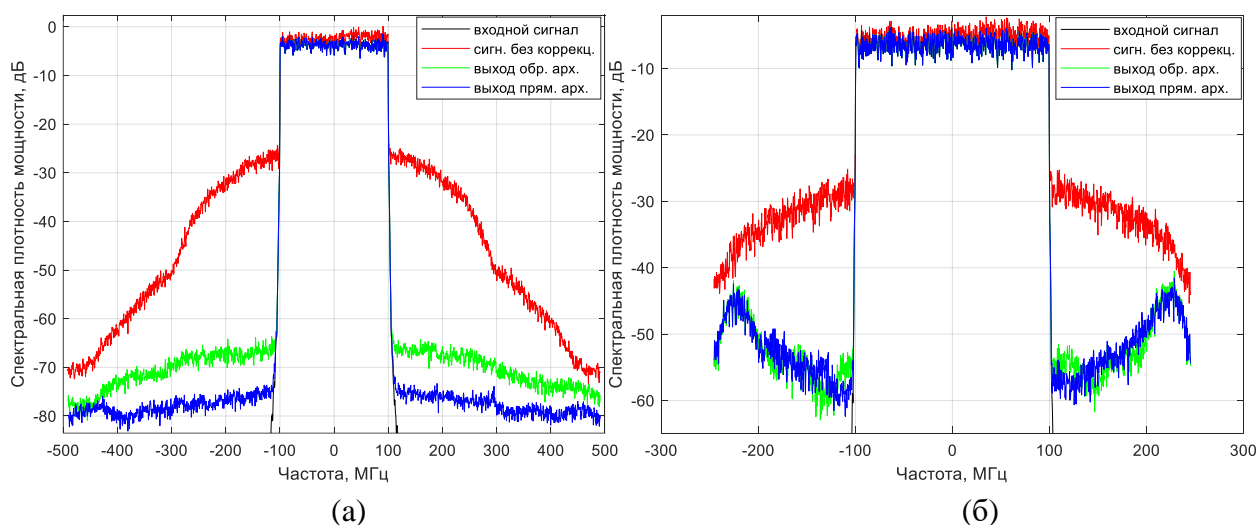


Рис. 3. Спектральная плотность мощности сигналов на выходе усилителя мощности а) для частоты дискретизации АЦП 1 ГГц

б) для частоты дискретизации АЦП 500 МГц

Таблица 2. Результаты моделирования

	ACPR, дБ		EVM, %
	Лев. сосед. канал	Прав. сосед. канал	
Без коррекции	-26.8	-26.0	20.88
С коррекцией, обратная архитектура	-43.7	-42.9	0.68
С коррекцией, прямая архитектура	-44.0	-43.1	0.23

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрена задача линеаризации аналогового радиотракта с помощью метода цифровых предискажений: представлены основные архитектуры передающего тракта с цифровой коррекцией, выведены соотношения для идентификации параметров модели корректора на основе прямой и обратной систем обучения. Проведены моделирование и сравнительный анализ различных типов корректоров. Результаты проведенных исследований показали, что «закрытая» архитектура с алгоритмом обновления параметров корректора прямым обучением позволяет добиться лучшей линеаризации аналогового тракта. Также показано, что эффективность линеаризации системы зависит от соотношения полосы сигнала и частоты дискретизации цепи обратной связи.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Для выполнения численных расчетов в работе использовалось оборудование учебно-научного дизайн-центра проектирования радиоэлектронных систем СВЧ, терагерцового и оптического диапазонов на отечественной электронной компонентной базе ФГБОУ ВО «ВГУ».

ЛИТЕРАТУРА

1. Аверина Л. И., Шутов В. Д., Рыбалкин Р. А. Бесструктурное моделирование усилителей мощности с учётом инерционных свойств // Известия вузов. Радиоэлектроника, 2013, Т.56, №1. – С. 50-57.
2. Аверина Л.И., Бобрешов А. М., Шутов В. Д. Повышение линейности передающего тракта методом цифровых предискажений // Нелинейный мир, 2013, №10. – С.720-727.
3. Ghannouchi F. M. Behavioral modelling and predistortion of wideband wireless transmitters / F. Ghannouchi, O. Hammi, M. Helaoui. - John Wiley&Sons, 2015. – 253p.
4. Grebennikov A. Linearity Improvement Techniques for Wireless Transmitters: Part 2 / A. Grebennikov // High frequency electronics, 2009, June. – P. 44-53.
5. Аверина Л. И., Лавлинский С. С., Малев А. С., Двухблочная цифровая коррекция аналогового радиотракта методами прямого и обратного обучения // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика. Воронеж, 2018, №4. – С.5-11.

REFERENCES

1. Averina L. I., Shutov V. D., Rybalkin R. A. Structureless modeling of power amplifiers taking into account inertial properties // *Izvestiya Vuzov. Radioelectronics*, 2013, V. 56, No. 1. - C. 50-57.
2. Averina, L.I.; Bobreshov, A.M.; Shutov, V.D. Transmission path linearity enhancement by the digital pre-distortion method // *Nonlinear World*, 2013, No.10. - C.720-727.
3. Ghannouchi F. M. Behavioral modeling and predistortion of wideband wireless transmitters / F. Ghannouchi, O. Hammi, M. Helaoui. - John Wiley&Sons, 2015. - 253p.
4. Grebennikov, A. Linearity Improvement Techniques for Wireless Transmitters: Part 2 / A. Grebennikov. Grebennikov // *High frequency electronics*, 2009, June. - P. 44-53.
5. Averina, L. I.; Lavlinsky, S. S.; Malev, A. S., Two-block digitalization techniques for Wireless Transmitters: Part. S., Two-block digital correction of the analog radio tract by the methods of forward and inverse learning // *Vestnik of Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics. Voronezh*, 2018, No.4. - C.5-11.

АЛГОРИТМЫ КОМПЕНСАЦИИ КВАДРАТУРНЫХ ЗАДЕРЖЕК В ПЕРЕДАТЧИКЕ В КОГЕРЕНТНЫХ ОПТИЧЕСКИХ ПРИЕМНИКАХ ДЛЯ ДАЛЬНЕМАГИСТРАЛЬНЫХ ВОЛС

Л.В. Ладыгина¹, А.В. Лужбинин¹, Г.Б. Сидельников¹

¹АО НПЦ «Элвис», Москва, Россия

Аннотация. В статье рассматриваются оптимизационные алгоритмы компенсации квадратурных задержек, возникающих на стороне передатчика при когерентной передаче информации по оптоволоконным линиям связи на дальние расстояния. Выведены формулы для расчета коэффициентов компенсирующего фильтра с учетом остаточного сдвига частоты между передатчиком и приемником. Произведена оценка ошибки разработанного алгоритма при помощи метрики NMSE (Normalized-Mean-Square-Error) и показана эффективность данного алгоритма в условиях остаточного смещения частоты между приемником и передатчиком.

Ключевые слова: задержка квадратурного сигнала, остаточная частота, преобразование Фурье, коэффициенты фильтра, преобразование координат.

ALGORITHMS FOR COMPENSATION OF QUADRATURE DELAYS IN THE TRANSMITTER IN COHERENT OPTICAL RECEIVERS FOR LONG-HAUL FIBERS

L.V. Ladygina¹, A.V. Luzhbinin¹, G.B. Sidelnikov¹

¹SPC «Elvees», Moscow, Russia

Abstract. The article considers gradient descent algorithms for quadrature skews compensation that may occur at the transmitter in long-haul optical fiber transmission. Formulas for compensating filter coefficients in presence of residual frequency offset are derived. Residual error of the algorithm was estimated by using NMSE (Normalized-Mean-Square-Error) metric and the effectiveness of this method in presence of residual frequency offset has been shown.

Keywords: quadrature signal skew, residual frequency, Fourier transform, filter coefficients, coordinate transformation.

1. ВВЕДЕНИЕ

В дальнемагистральных ВОЛС чаще всего используются когерентные модуляции низкого порядка. Хорошим выбором для тяжелых условий передачи является Dual-Polarization QPSK (DP-QPSK). На стороне передатчика, как правило, формируются 4 действительных канала, модулирующих две квадратуры двух независимых поляризации. Перекос задержек между этими каналами искажает сигнал и не позволяет корректно восстановить его на приемнике без использования специальных алгоритмов. При возникновении задержек между этими каналами можно сделать предсказание в цифровой части передатчика или подстройку задержки путем аналоговой манипуляции, однако это не всегда представляется возможным. На приемной стороне также присутствуют 4 независимых канала, и при возникновении задержек на стороне приемника также необходимо их компенсировать. Остаточные искажения от межканальных задержек, возникающих на приемнике, достаточно просто скомпенсировать, однако задержки возникающие на стороне передатчика являются существенным системным ограничением.

В реальных системах связи всегда остается остаточное частотное смещение, вызванное использованием двух физических лазеров на приемнике и передатчике, это смещение приводит к вращению во времени созвездия QPSK-сигнала. Вследствие этого возникает задача нахождения линейного фильтра, компенсирующего квадратурные задержки в условиях вращения, задаваемого остаточной частотой.

В данной работе для нахождения фильтра используется градиентный метод оптимизации по критерию LMS (Least Mean Square), вычисляемый в частотной области, с учетом вращающегося базиса. Для реализации данного алгоритма производится вывод соответствующих выражений для расчета коэффициентов посредством преобразования Фурье, а также вывод формул преобразования координат в зависимости от угла вращения, задаваемого остаточной частотой. Далее производится моделирование и анализ полученных результатов

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Градиентные алгоритмы расчета компенсирующего фильтра, реализуемые во временной области, ([1],[2]) имеют высокую вычислительную сложность, а также не предполагают наличия остаточной модуляции. На практике, система оптоволоконной передачи неидеальна, поэтому остаточная модуляция всегда присутствует и влияет на количество принятой информации. Вследствие этого возникает задача нахождения градиентного метода, реализуемого в частотной области, в условиях остаточной модуляции. Для этих целей требуется адаптировать алгоритм градиентного спуска для расчета коэффициентов фильтра при помощи прямого преобразования Фурье, а также произвести преобразование компонент во вращающейся системе координат.

3. ФОРМУЛЫ КОМПЕНСИРУЮЩЕГО ФИЛЬТРА

а. Формулы компенсирующего фильтра во временной области

Во временной области функцию сигнала \hat{x} , представляющую сигнал в X- поляризации при наличии Y-поляризации можно представить в виде:

$$\hat{x} = c_{xx} * x_{tx} + c_{xy} * y_{tx} + \tilde{c}_{xx} * x_{tx}^* + \tilde{c}_{xy} * y_{tx}^*, \quad (1)$$

где * - операция свертки, $*$ - оператор комплексного сопряжения, x_{tx}, y_{tx} - передаваемые сигналы с помехами, а коэффициенты фильтра $c_{xx}, c_{xy}, \tilde{c}_{xx}, \tilde{c}_{xy}$ рассчитываются по формулам градиентного спуска на каждом шаге:

$$c_{k+1} = c_k - \mu \cdot \nabla_c L \quad (2)$$

Аналогичная система формул используется для численного вычисления сигнала \hat{y} .

Функция L представляет из себя квадратичную функцию потерь и имеет вид:

$$L(x, \hat{x}) = \frac{1}{2} |x - \hat{x}|^2 = \frac{1}{2} e_x \cdot e_x^*, \quad (3)$$

где x – идеальный сигнал, \hat{x} – рассчитанный сигнал, e_x - ошибка фильтра для x .

Таким образом, формулы расчета коэффициентов фильтра во временной области для сигнала x приобретают вид:

$$\begin{aligned}
c_{xx} &= c_{xx} - \mu \cdot e_x \cdot x_{tx}^*, \\
c_{xy} &= c_{xy} - \mu \cdot e_x \cdot y_{tx}^*, \\
\tilde{c}_{xx} &= \tilde{c}_{xx} - \mu \cdot e_x \cdot x_{tx}, \\
\tilde{c}_{xy} &= \tilde{c}_{xy} - \mu \cdot e_x \cdot y_{tx}
\end{aligned} \tag{4}$$

Аналогичным образом находятся формулы для Y -поляризации.

С учетом остаточной частоты преобразование комплексного сопряжения должно происходить во вращающейся системе координат.

б. Формулы преобразования координат с учетом вращения

Для вращающейся системы координат $O\xi\eta$ с углом вращения $\alpha = \omega_{\text{ост}} \cdot t$, где $\omega_{\text{ост}}$ – остаточная частота, t – время, (Рис.1.) преобразования компонент вектора x , с использованием матрицы поворота имеют вид:

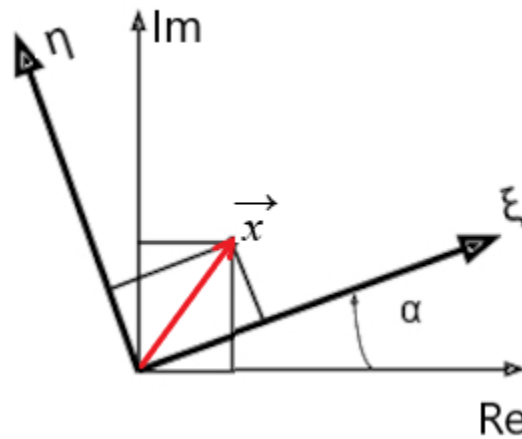


Рис. 1. Преобразование координат с углом вращения α

$$\begin{pmatrix} \xi \\ \eta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) \\ \sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{Re}(x) \\ \text{Im}(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{Re}(x) \cdot \cos(\alpha) - \text{Im}(x) \cdot \sin(\alpha) \\ \text{Re}(x) \cdot \sin(\alpha) + \text{Im}(x) \cdot \cos(\alpha) \end{pmatrix} \tag{5}$$

Для нахождения проекций на оси $\text{Re}(x)$ и $\text{Im}(x)$ координат вектора x в системе $O\xi\eta$ имеет место формула:

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} \text{Re}(x)' \\ \text{Im}(x)' \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \cos(\alpha) & \sin(\alpha) \\ -\sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \xi \\ \eta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \xi \cdot \cos(\alpha) + \eta \cdot \sin(\alpha) \\ -\xi \cdot \sin(\alpha) + \eta \cdot \cos(\alpha) \end{pmatrix} = \\
&= \begin{pmatrix} \text{Re}(x) \cdot \cos(2\alpha) + \text{Im}(x) \cdot \sin(2\alpha) \\ -\text{Re}(x) \cdot \sin(2\alpha) + \text{Im}(x) \cdot \cos(2\alpha) \end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{6}$$

Таким образом, координаты вектора x относительно вращающегося базиса можно представить в виде $x = \text{Re}(x)' + j \cdot \text{Im}(x)'$, следовательно,

$$\begin{aligned}
x^* &= \text{Re}(x)' - j \cdot \text{Im}(x)' = \\
&= \text{Re}(x) \cdot \cos(2\alpha) + \text{Im}(x) \cdot \sin(2\alpha) + j \cdot (\text{Re}(x) \cdot \sin(2\alpha) - \text{Im}(x) \cdot \cos(2\alpha)) \tag{7}
\end{aligned}$$

Данное выражение для комплексного сопряжения может быть использовано в формулах (4) для расчета коэффициентов фильтра(1).

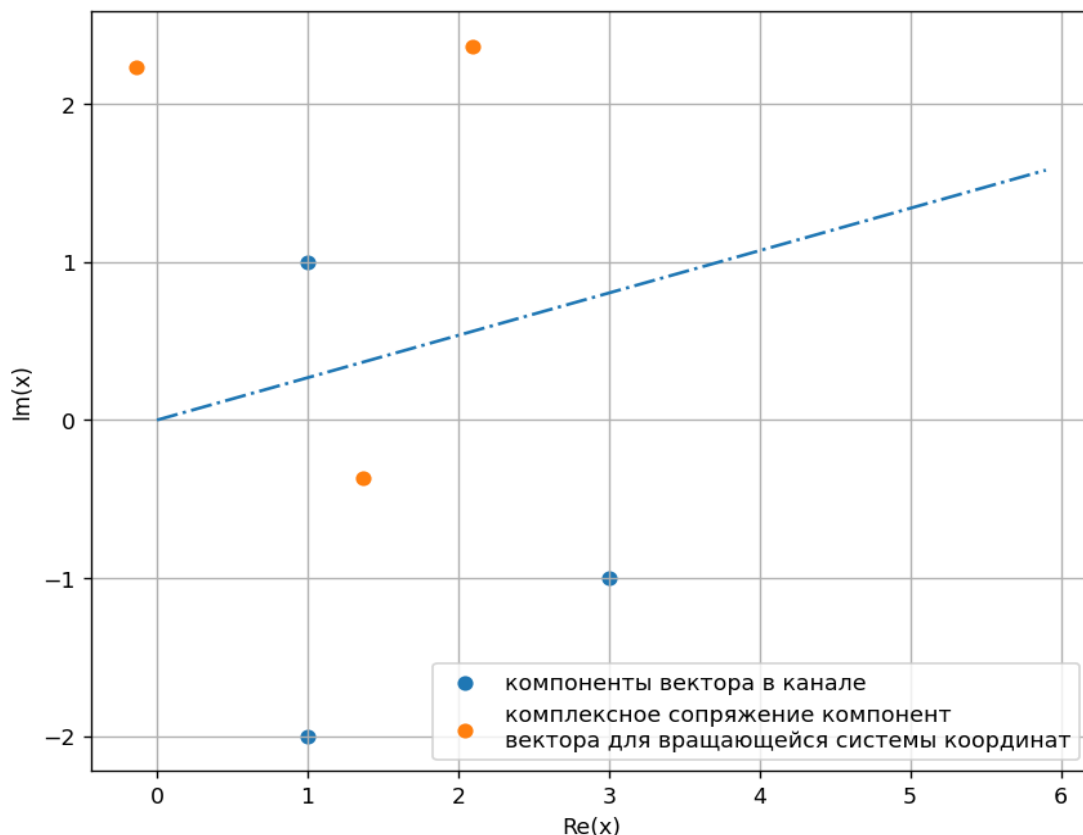


Рис.2. Иллюстрация комплексного сопряжения во вращающейся системе координат

Используя выражения для преобразования координат во временной области, выводятся эквивалентные формулы для частотной области, которые будут использоваться в основном градиентном алгоритме.

Пусть $F(\omega)$ - преобразование Фурье сигнала x . Тогда преобразование компонент для сопряженного преобразования Фурье во вращающейся системе координат с учетом формул (6),(7) будет иметь вид:

$$F(\omega)^* = \cos(2\alpha) \cdot F(-\omega)^* + j \cdot \sin(2\alpha) \cdot F(-\omega)^* \quad (8)$$

Данная формула позволяет решать оптимизировать вычисления и увеличивает скорость работы алгоритма.

в. Формулы компенсирующего фильтра в частотной области

При замене выражений для расчета фильтра во временной области (1),(4) эквивалентными выражениями для частотной области, получаются выражения:

$$\hat{X}(\omega) = C_{xx}X_{tx}(\omega) + C_{xy}Y_{tx}(\omega) + \tilde{C}_{xx}X_{tx}(\omega)^* + \tilde{C}_{xy}Y_{tx}(\omega)^* \quad (9)$$

$$\begin{aligned} C_{xx} &= C_{xx} - \mu \cdot E_x \cdot X_{tx}(\omega)^*, \\ C_{xy} &= C_{xy} - \mu \cdot E_x \cdot Y_{tx}(\omega)^*, \\ \tilde{C}_{xx} &= \tilde{C}_{xx} - \mu \cdot E_x \cdot X_{tx}(\omega), \end{aligned}$$

$$\tilde{C}_{xy} = \tilde{C}_{xy} - \mu \cdot E_x \cdot Y_{tx}(\omega), \quad (10)$$

где

$$E_x = (\hat{X}(\omega) - X(\omega)), \quad (11)$$

- ошибка фильтра в частотной области.

Формулы для комплексного сопряжения спектра (8) подставляются в выражения (10). Таким образом, найдены выражения для расчета фильтра в частотной области с учетом остаточной модуляции при угле вращения α . Эти формулы будут использоваться в дальнейшем при реализации метода LMS в частотной области.

4. МОДЕЛИРОВАНИЕ

В ходе моделирования были сгенерированы сигналы x_{tx}, y_{tx} с квадратурными задержками от 0 до 0.5 с шагом 0.05 на основе идеальных QPSK-сигналов x, y соответственно. Остаточная частота в канале передаче равна 1 МГц. Шаг градиентного спуска был зафиксирован равным $\mu = 0.001$. Начальные значения коэффициентов фильтра равны единичным векторам. Используя алгоритм overlap-save[3], произведено разделение массивов x_{tx}, y_{tx} на блоки размерности 128. В цикле от 0 до n , где n – количество блоков, выполнено последовательно преобразование Фурье для блока, расчет сигнала в частотной области по формулам(9), нахождение ошибки в частотной области, обучение коэффициентов в частотной области по формулам (10), (11) . По выходе из цикла выполнено обратное преобразование Фурье для сигнала. Общая блок-схема алгоритма LMS в частотной области имеет вид :

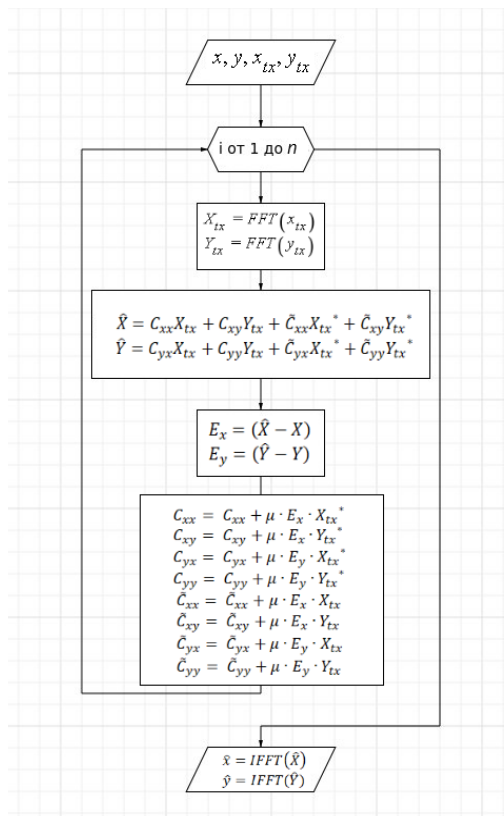


Рис.3. Блок-схема алгоритма в частотной области для x и y поляризаций

Здесь FFT – прямое преобразование Фурье, IFFT – обратное преобразование Фурье.

В ходе моделирования были сопоставлены графики идеального сигнала x с графиком сигнала \hat{x} , полученного на выходе алгоритма.

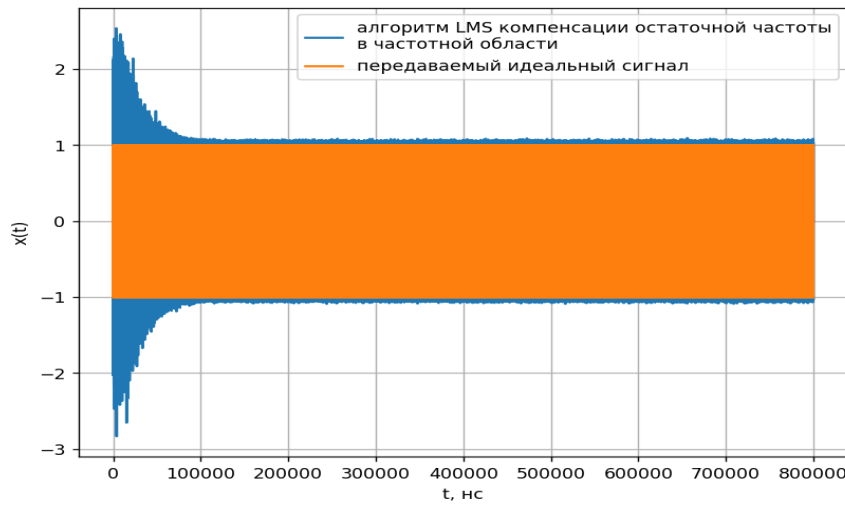


Рис. 5. Результат работы LMS-алгоритма в частотной области при задержке skew=0.3

Видно, что алгоритм достаточно быстро сходится, а остаточная погрешность метода мала.

5. ОЦЕНКА РЕЗУЛЬТАТОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для оценки результатов моделирования использовалась метрика Normalized-Mean-Square-Error, а также графическое сравнение выходного сигнала и идеального, представленное выше.

Метрика NMSE представляет из себя выражение вида :

$$NMSE = 10 \cdot \lg \left(\frac{\sum_i (\hat{x} - x)^2}{\sum_i (x)^2} \right) \quad (12)$$

В ходе моделирования были получены следующие значения NMSE в зависимости от квадратурной задержки сигнала (Таблица 1)

Таблица 1. Значение метрики NMSE

skew, нс	NMSE в частотной области с преобразованием координат	NMSE в частотной области без преобразования координат
0.0	-38.244	-37.964
0.05	-38.057	-27.319
0.1	-38.229	-21.539
0.15	-38.278	-17.955
0.2	-37.734	-15.308
0.25	-37.575	-13.207
0.3	-37.343	-11.4154
0.35	-36.925	-9.9
0.4	-36.769	-8.537
0.45	-36.245	-7.347
0.5	-36.115	-6.218

Данные из таблицы были представлены в виде графиков и сравнены между собой.

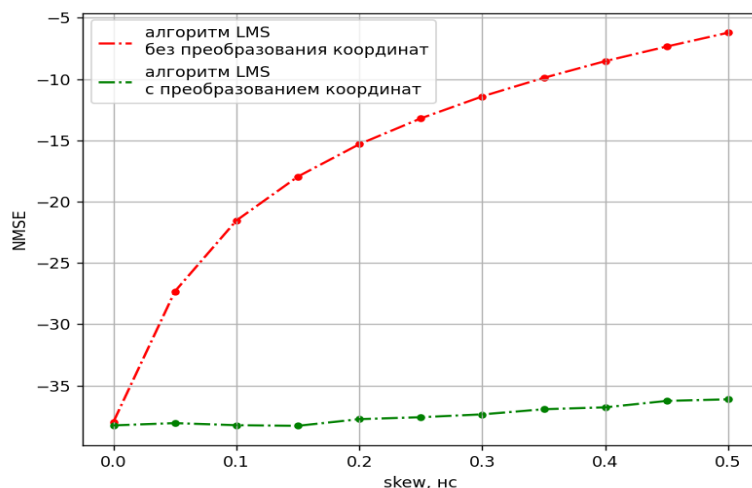


Рис. 6. Графическое представление зависимости ошибки от квадратурной задержки для LMS-алгоритма в частотной области

По данным таблицы и графиков видим существенное различие между алгоритмом оптимизации, использующим преобразование координат, и алгоритмом оптимизации без преобразования координат. Можем заключить, что метод оптимизации с преобразованием координат по формулам (9)-(11) компенсирует квадратурные задержки эффективнее, чем метод без преобразования координат. Отметим также, что среднее приращение NMSE на каждом интервале для первого метода составило 0.19354, для второго метода - 2.886.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе были найдены рабочие формулы для расчета коэффициентов линейного компенсирующего фильтра в частотной области с учетом вращающейся системы координат, угол которой определяется частотой остаточной модуляции. Поэтапно был описан процесс моделирования, включающий в себя нарезку массивов на блоки методом overlap-save и обработку методом оптимизации по критерию LMS каждого блока в цикле. Были приведены графики сравнения, а также точные значения ошибки алгоритма в зависимости от квадратурной задержки в виде таблицы.

В ходе анализа результатов моделирования было показано, что остаточная частота существенно влияет на результат, а также, что алгоритм оптимизации с преобразованием координат при поставленных условиях дает результат лучше, чем алгоритм LMS без преобразования координат. Функция ошибки для алгоритма с преобразованием координат возрастает медленнее, чем для алгоритма без преобразования координат, что свидетельствует об эффективности первого метода.

ЛИТЕРАТУРА

1. Silva E. P., Zibar D. Widely linear equalization for IQ imbalance and skew compensation in optical coherent receivers //Journal of Lightwave Technology. – 2016. – Т. 34. – №. 15. – С. 3577-3586.
2. Javidi S. et al. The augmented complex least mean square algorithm with application to adaptive prediction problems //Proc. 1st IARP Workshop Cogn. Inf. Process. – 2008. – С. 54-57.

3. Bria O. N. John G. Proakis and Dimitris G. Manolakis, Digital signal processing. Principles, algorithms, and applications //Journal of Computer Science and Technology. – 1999. – T. 1. – №. 1. – C. 1.

REFERENCES

1. Silva E. P., Zibar D. Widely linear equalization for IQ imbalance and skew compensation in optical coherent receivers //Journal of Lightwave Technology. – 2016. – T. 34. – №. 15. – C. 3577-3586.
2. Javidi S. et al. The augmented complex least mean square algorithm with application to adaptive prediction problems //Proc. 1st IARP Workshop Cogn. Inf. Process. – 2008. – C. 54-57.
3. Bria O. N. John G. Proakis and Dimitris G. Manolakis, Digital signal processing. Principles, algorithms, and applications //Journal of Computer Science and Technology. – 1999. – T. 1. – №. 1. – C. 1.

АНАЛИЗ НЕЙРОСЕВЫХ АРХИТЕКТУР ВЕРИФИКАЦИИ ДИКТОРОВ

Н. П. Колмаков¹, А. Н. Голубинский²

¹Министерство обороны Российской Федерации, Москва, Россия

²ФГБУН «Институт проблем передачи информации им. А. А. Харкевича РАН», Москва, Россия

Аннотация. В статье проведена проверка и сравнение различных нейросетевых архитектур, которые преобразовывают входной аудиосигнал в различные векторы-признаки для дальнейшей верификации дикторов.

Ключевые слова: глубокие нейронные сети; верификация дикторов; x-вектор; d-вектор; r-вектор

ANALYSIS OF NEURAL NETWORK ARCHITECTURES FOR SPEAKER VERIFICATION

N. P. Kolmakov¹, A. N. Golubinsky²

¹Ministry of Defence of the Russian Federation, Moscow, Russia

²Institute for Information Transmission Problems of the Russian Academy of Sciences (Kharkevich Institute), Moscow, Russia

Abstract. The article checks and compares various neural network architectures that transform the input audio signal into various features vector for speaker verification task.

Keywords: deep neural network, speaker verification, x-vector, i-vector, d-vector, r-vector

1. ВВЕДЕНИЕ

На сегодняшний день, одним из самых популярных средств взаимодействия человека и техники – является голос, поскольку от участников процесса необходимы минимальные затраты, от человека – голос, от системы – микрофон и обработка входного сигнала. Из-за простоты технической работы с аудиопотоком, такая возможность есть во многих «умных» устройствах от разных производителей, в частности колонки, обладающие голосовым вводом, в большинстве из них реализован механизм разделения пользователей, для того чтобы определить кто задаёт команду необходимо верифицировать личность. Такая популярность устройств делает задачу верификации дикторов одной из самых актуальных тем для исследований. На сегодняшний день предложено множество решений, которые используют разные методы:

1. Предобработки дискретного аудиосигнала [1].
2. Извлечения признаков диктора с использование разных векторов: x-вектора, d-вектора и r-вектора [1,2].
3. Нейросетевые архитектуры, которые по-разному распределяют дикторов в своём внутреннем пространстве [1].

В статье проанализированы разные методы верификации дикторов. Для оценки качества работы моделей используется соотношение ошибок первого и второго родов, и Error Equal Rate (EER) [3].

EER – является точкой пересечения графиков ошибки первого рода и ошибки второго рода. Математический расчёт EER представлен в (1).

$$EER|_{FAR=FRR} = FAR = FRR;$$

$$FAR = \frac{FP}{FP+TN}; \quad (1)$$

$$FRR = \frac{FN}{FN+TP},$$

где FAR – ошибка первого рода, FRR – ошибка второго рода, TN – верно отвергнутые записи, FP – ложно принятые записи, FN – ложно отвергнутые записи, TP – верно принятые записи.

Для верификации дикторов используется косинусное расстояние (2).

$$\cos(\alpha) = \frac{(\vec{a}, \vec{b})}{|a| \times |b|}, \quad (2)$$

где a, b – извлечённые векторы двух аудиозаписей, $|a|, |b|$ – нормы векторов, (\vec{a}, \vec{b}) – скалярное произведение.

Полученное косинусное расстояние сравнивается с заранее установленным **нижним порогом**, если расстояние больше или равно порогу, то пара записей считается от одного и того же диктора, а если расстояние меньше заданного порога, то проверяемые аудиозаписи от разных дикторов.

Для анализа моделей были сформированы два проверочных набора данных: текстонезависимый и текстозависимый. Текстонезависимый – набор данных, где у каждого диктора разный набор текстов. Текстозависимый – набор данных с одинаковым количеством фраз и содержанием у каждого диктора.

При проверке используются оригинальные параметры каждой модели, это даст возможность понять нуждаются ли существующие сети в дообучении или переосмыслении всей архитектуры.

2. ФОРМИРОВАНИЕ ТЕКСТОНЕЗАВИСИМОГО НАБОРА ДАННЫХ

Для проверки модели использовался русскоязычный набор данных Common Voice 15 (CV 15) [4]. Датасет содержит 158417 проверенных сообществом аудиозаписей, это гарантирует отсутствие, в тестовых данных, синтезированных голосов или некачественных записей. Общее число дикторов составляет 2661, количество аудиофайлов на диктора несбалансированно. Случайным образом были перемешаны файлы и сформированы пары. Всего было сформировано 79208 пар, из которых только 750 пар были записями от одного человека, для статистического выравнивания показателей, были сформированы пары записей от двадцати дикторов с наибольшим количеством аудиоматериала. Этот шаг позволил увеличить количество пар до 118117 штук, из них 78475 пар от разных дикторов и 39634 пары с записями от одного и того же диктора.

3. ФОРМИРОВАНИЕ ТЕКСТОЗАВИСИМОГО НАБОРА ДАННЫХ

Для формирования текстозависимого набора данных, десять дикторов озвучили по десять парольных фраз с разной длиной от 4.5 секунды до 7.41 секунды. Из десяти голосов – восемь мужских и два женских. Для проверки моделей были сформированы сочетания для всех записей, таким образом было получено 4950 пар аудиозаписей. Алгоритм проверки полностью схож с текстонезависимым датасетом.

4. ИЗВЛЕКАЕМЫЕ ПРИЗНАКИ

d-вектор – из входного дискретного аудиосигнала извлекается признаки с помощью преобразований Фурье, затем признаки разбивают на более мелкие части (кадры). Каждый кадр пропускается, через глубокую нейронную сеть, затем извлекается

представление из последнего скрытого слоя, накапливается статистика, пока не закончится запись, затем берётся среднее по всем кадрам. Полученное представление используется для дальнейшего сравнения. Такой подход хорошо работает с голосами, которых не было в тренировочной выборке, и очень прост в реализации, но обладает невысокими показателями по сравнению с другими векторами.

х-вектор – является улучшенной версией d-вектора. Этот вектор позволяет работать не только на уровне кадров, но и на уровне всей последовательности. Для извлечения х-вектора используется нейронная сеть с задержкой по времени (Time Delay Neural Network, TDNN) [5]. Исследования в этой области показали, что сеть хорошо обучается и результаты являются выше, чем у решений с d-вектором. Поэтому, последние несколько лет на соревнованиях по верификации дикторов за основу берут именно этот вектор.

г-вектор – представление полученное из сети ResNet [6], которая обучалась на задачу классификации дикторов. R-вектор как и х-вектор, работает на уровне кадров, поэтому для извлечения признаков использует одномерный свёрточный слой. Для инференса, используются признаки полученные из слоя, который предшествует последнему линейному слою и функции активации softmax [7]. Для сравнения двух г-векторов используется косинусное расстояние.

5. CAM++

CAM++ (Context Aware Masking) [8] – относится к моделям, которые работают с представлением диктора через х-вектор. Перед извлечением признаков, входной сигнал преобразовывают в блок фильтров (filter bank) [9] с размером окна 25 мс и шагом 10 мс. Разработчики опубликовали две версии весов, первая обучена на англоязычном датасете VoxCeleb, который содержит 5994 диктора, вторая обучена на датасете содержащем только китайскую речь, 1136 дикторов приняли участие в его создании.

Преобразованный блок фильтров пропускается через модуль, состоящий из четырёх пропускающих блоков (ResBlock) [6], которые используются для извлечения признаков по времени и частоте. Полученные признаки подаются в три последовательных модифицированных D-TDNN [10] блока. Каждый блок состоит из двух внутренних модулей CAM [11] и TDNN, после пропуска признаков через модули происходит объединение статистик. Выходным значением сети, обученной на английском языке, является одномерный х-вектор с размерностью 512. Выходным значением сети, обученной на китайском языке, является одномерный х-вектор с размерностью 192.

В таблице 1 приведены технические характеристики CAM++, включающие в себя время, количество параметров обеих моделей, скорость инференса, значения ошибок первого и второго родов при нижнем пороге, который используется в оригинальной реализации сети.

Таблица 1. ТХ и результаты работы CAM++ на наборе данных CV 15.

Язык набора данных для обучения	Кол-во параметров	Время работы инференса	Значение нижнего порога	Ошибка первого рода	Ошибка второго рода	EER
Английский	$\sim 7.2 * 10^6$	106 мс	0.7	0,01 %	74,69 %	11,64 %
Китайский	$\sim 6.8 * 10^6$	101 мс	0.7	0,0 %	54,26 %	13,43 %

Из таблицы 1 видно, что обе версии CAM++ имеют высокую ошибку второго рода при используемом исследователями значении нижнего порога, это говорит о том, что модель не может соотнести записи от одного и того же диктора, но по ошибке первого

рода видно, что сеть хорошо разделяет записи от разных дикторов, так же стоит отменить, что скорость инференса не соотносится с количеством параметров.

При проверке на текстозасимом наборе данных, применялся нижний порог 0.7, были получены следующие результаты, для версии обученной на английском наборе данных – ошибка первого рода составила 0 %, ошибка второго рода 33.77 %, EER равен 5.5 % при значении нижнего порога 0.42736. В версии модели, обученной на китайском языке, были получены следующие значения: ошибка первого рода 0.35 %, ошибка второго рода 23.55 %, EER принимает значение 5.5 % при значении нижнего порога 0.603693.

Результаты, полученные при проверке на двух разных наборах данных, показывают проблему сети в сопоставлении голосов от одного диктора, из-за этого в текущем состоянии SAM++ не подходит для решения поставленной задачи верификации дикторов.

6. ERES2NET

ERes2Net [12] – эта модель является изменённой архитектурой ResNet. Вместо обычного сложения представлений, используется Attention Feature Fusion (AFF) [13]. AFF – позволяет объединить статистики с разных слоёв, т. е. заменяется часто используемое сложение и операцию объединения (concatenation) тензоров на сложения тензоров с использованием Multi-scale Channel Attention (MS-CAM) [13]. Этот приём увеличивает количество параметров, приблизительно, на 1.5 миллиона, но при этом даёт возможность существенно упростить архитектуру, и может поспособствовать более быстрому обучению модели.

ERes2Net обучена на англоязычном наборе данных VoxCeleb. Перед извлечением х-вектора, входной аудиосигнал преобразовывают в блок фильтров с размером окна 25 мс и шагом в 10 мс. Признак пропускается через последовательные блоки и параллельные пропускающие блоки, несколько раз происходит объединение статистик с двух блоков с использованием AFF. Выходным результатом работы сети является одномерный х-вектор с размерностью 192.

В таблице 2 приведены краткие технические характеристики ERes2Net, включающие в себя количество параметров, скорость инференса, значения ошибок первого и второго родов при нижнем пороге, заданным исследователями.

Таблица 2. ТХ и результаты работы ERes2Net на наборе данных CV 15.

Язык набора данных для обучения	Количество параметров	Время работы инференса	Значение нижнего порога	Ошибка первого рода	Ошибка второго рода	EER
Английский	$\sim 29 * 10^6$	64,8 мс	0,262	13,96 %	10,85 %	11,797 %

Из таблицы 2 видно, что модель хорошо справляется с задачей сопоставления внутренних представлений сети для записей, принадлежащих одному диктору, и хорошо справляется отличием записей от разных дикторов. Стоит обратить внимание на значение нижнего порога, которое сильно смещено с сторону ошибки второго рода.

При проверке на текстозасимом наборе данных, использовался нижний порог 0.262, были получены следующие результаты – ошибка первого рода составила 20.5 %, ошибка второго рода составляет 0.6 %, EER равен 5.0 % при значении нижнего порога 0.42736. Результат анализа позволяет выделять проблему, незаметную при тестировании на

текстнезависимом датасете – разделение представлений разных дикторов. Значения ошибки первого рода подтверждает утверждение о сдвиге внутреннего пространства модели. Поэтому использование исходной версии ERes2Net не удовлетворяет требованиям для дальнейшей работы.

7. WavLM

WavLM [14] – это нейронная сеть на основе трансформеров [15], которая была разработана для решения ряда задач: верификация дикторов, перевода речи в текст, деаризация дикторов. Модель обучалась на англоязычном наборе данных VoxCeleb. В качестве параметризации выступает блок фильтров с размером окна 25 мс и шагом 10 мс. Полученный признак подают в нейронную сеть, выходным значением является одномерный x-вектор с размерностью 512.

В таблице 3 представлен результат работы нейронной сети.

Таблица 3. ТХ и результаты работы WavLM на наборе данных CV 15.

Язык набора данных для обучения	Количество параметров	Время работы инференса	Значение нижнего порога	Ошибка первого рода	Ошибка второго рода	EER
Английский	$\sim 101 * 10^6$	61 мс	0.86	26,35 %	13,27 %	18,282 %

По данным таблицы 3 видно, что значение нижнего порога сильно смещено в сторону ошибки первого рода.

Проверка на текстозависимой выборке показала следующие результаты, при значении нижнего порога 0.86, ошибка первого рода принимает значение равное 37.33 %, ошибка второго рода принимает значение равное 5.5 %, EER равен 14.22 %

Из-за сдвига и большого количества параметров, работать с моделью в её исходном состоянии нежелательно, поэтому необходима доработка модели, которая заключается в уменьшении количества параметров и исправления смещения.

8. RESNET221 и RESNET34

Использование ResNet в разносторонних задачах не является чем-то новым и уже в Eres2Net использовались пропускающие блоки, но отличительной особенностью этого метода от остальных – является выходной вектор. У предыдущих сетей использовался x-вектор, при извлечении которого в первых слоях обычно используют TDNN, здесь используется r-вектор, который извлекается с помощью архитектуры ResNet с разным количеством блоков. Перед извлечением r-вектора входной аудиосигнал преобразовывают в блок фильтров с размером окна 25 мс и шагом в 10 мс. Признаки пропускают через ResNet тем самым получается одномерный вектор признаков – r-вектор с размерностью 256, который дальше используется для проверки принадлежности к проверяемому диктору.

Исследователи опубликовали две версии модели с разным количеством параметров и обученными на разных языковых наборах данных. ResNet221 – обучался на англоязычном VoxCeleb. ResNet34 [16] – обучался на китайской версии VoxCelebCN. В таблице 4 представлены результаты работы обеих моделей

Таблица 4. ТХ и результаты работы ResNet221 и ResNet34 на наборе данных CV 15.

Язык набора данных для обучения	Количество параметров	Время работы инференса	Значение нижнего порога	Ошибка первого рода	Ошибка второго рода	EER
Английский	$\sim 23,74 * 10^6$	52,3 мс	0,75	8,02 %	23,43 %	14,245 %
Китайский	$\sim 6,6 * 10^6$	16,4 мс	0,75	47,73 %	9,22 %	21,395 %

Из данных таблицы 4 следует, что ResNet221, с большим количеством параметров, обладает лучшим соотношением ошибок первого и второго родов, но стоит отметить, что ResNet34 лучше соотносит записи от одного и того же диктора.

На текстозависимой выборке ResNet221 при значении нижнего порога 0.75, ошибка первого рода равняется 0.0 %, ошибка второго рода равна 58.44 %, EER равен 7.22 % при пороге 0.450360.

Для ResNet34, при том же значении нижнего порога, ошибка первого рода равняется 37.06 %, ошибка второго рода равна 8 %. EER принимает значение 17.11 % при значении нижнего порога 0.79877.

Проведённые проверки показывают, что внутреннее пространство моделей смещено и находится в промежутке значений нижнего порога от 0.6 до 0.9. Смещение в сторону ошибки первого у ResNet221, и смещение в сторону ошибки второго рода у ResNet34. Подобная разбалансировка говорит о том, что для улучшения качества верификации необходима доработка сети.

9. LSTM

LSTM (Long short-term memory) [17] – рекуррентная нейронная, для извлечения признаков диктора используется d-вектор. Перед извлечением вектора нейронную сеть обучают на задачу классификации дикторов. Перед извлечением признаков, аудиоволну преобразовывают в блок фильтров с размером окна 25 мс и шагом 10 мс. Затем полученный признак пропускают через сеть и из слоя предшествующему линейному извлекается информация. Такой способ извлечение вектора является самым простым, что позволяет увеличить скорость обучения и упростить структуру модели. В таблице 5 представлены результаты работы LSTM.

Таблица 5. ТХ и результаты работы LSTM на наборе данных CV 15.

Язык набора данных для обучения	Количество параметров	Время работы инференса	Значение нижнего порога	Ошибка первого рода	Ошибка второго рода	EER
Английский	$\sim 1,5 * 10^6$	20,4 мс	0.7	19.99 %	46.68 %	33,672 %

По таблице 5 можно сделать вывод, что модель имеет большой разрыв в соотношении ошибок первого и второго родов. Внутреннее пространство модели не подходит для работы с записями от разных дикторов.

При проверке на текстозависимой выборке сеть показала следующие результаты: ошибка первого рода равна 4.62 %, ошибка второго рода равна 44 %. EER принимает значение 17.2 % при значении нижнего порога 0.76087.

Проверка модели на двух наборах данных показала, что при использовании внутреннего представления сети тяжело верифицировать дикторов, EER принимает

высокие значения, самое высокий показатель среди всех моделей. Полученные результаты анализа показывают, что модель в исходном виде не подходит для дальнейшей работы, но методику извлечения d-вектора можно применить при дальнейших исследованиях.

10. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В рамках исследования был проведён анализ пяти нейронных сетей и трёх типов векторов. Все модели показали смешанные результаты, при этом значение нижнего порога у одних сетей обладает смещением в сторону ошибки первого рода, а у других смещением в сторону ошибки второго рода.

В таблице 6 представлены полученные значения ошибок первого и второго родов, и численное соотношение между ошибками анализируемых моделей на текстонезависимой выборке. Жирным выделены лучшие результаты.

Таблица 6. Результат работы пяти моделей на CV 15.

Название модели	Ошибка первого рода	Ошибка второго рода	Дельта	EER
CAM++ (EN)	0,01 %	74,69 %	74,68	11,64 %
CAM++ (CN)	0,0 %	54,26 %	54,26	13,43 %
Eres2Net	13,96 %	10,85 %	3,11	11,79 %
WavLM	26,35 %	13,27 %	13,08	18,28 %
ResNet221 (EN)	8,02 %	23,4 %	15,38	14,24 %
ResNet34 (CN)	47,73 %	9,22 %	38,51	21,39 %
LSTM	19,99 %	46,68 %	26,69	33,67 %

Из данных таблицы 6 видно, что только Eres2Net обладает самым маленьким соотношением ошибок первого и второго родов среди всех проанализированных моделей, и значения ошибок близки к полученному значению EER, что говорит о хорошем распределении внутри сети. Однако, внутренне представление модели обладает смещением в сторону ошибки второго рода, о чём свидетельствует значение нижнего порога 0.262.

В таблицу 7 внесены значения ошибок первого и второго родов, и численное соотношение между ошибками, анализируемых моделей на текстозависимой выборке. Жирным выделены лучшие результаты.

Таблица 7. Результат работы пяти моделей на CV 15.

Название модели	Ошибка первого рода	Ошибка второго рода	Дельта	EER
CAM++ (EN)	0,0 %	33,77 %	33,77	5,5 %
CAM++ (CN)	0,35 %	23,55 %	23,20	5,5 %
Eres2Net	20,5 %	0,6 %	19,90	5,0 %
WavLM	26,35 %	5,5 %	20,80	14,22 %
ResNet221 (EN)	0,0 %	58,44 %	58,44	7,22 %
ResNet34 (CN)	37,06 %	8 %	29,06	17,11 %
LSTM	4,62	44 %	36,38	17,2 %

По данным таблицы 7 видно, что лучшие статистическими показателями обладает Eres2Net. Итог проверок показал, что Eres2Net обладает лучшими результатами или близким к ним на всех тестовых наборах данных, но из-за смещения внутреннего

пространства использование в реальных системах затруднительно. Для улучшения результатов сети в задаче верификации дикторов, необходима переработка архитектуры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Kabir M.M. et al. A Survey of Speaker Recognition: Fundamental Theories, Recognition Methods and Opportunities // IEEE Access. 2021. Vol. 9. P. 79236–79263.
2. Zeinali H. et al. BUT System Description to VoxCeleb Speaker Recognition Challenge 2019: arXiv:1910.12592. arXiv, 2019.
3. Kaye D.H. The error of equal error rates // Law Probab. Risk. 2002. Vol. 1, № 1. P. 3–8.
4. Mozilla Common Voice [Electronic resource]. URL: <https://commonvoice.mozilla.org/> (accessed: 08.01.2024).
5. Peddinti V., Povey D., Khudanpur S. A time delay neural network architecture for efficient modeling of long temporal contexts // Interspeech 2015. ISCA, 2015. P. 3214–3218.
6. He K. et al. Deep Residual Learning for Image Recognition: arXiv:1512.03385. arXiv, 2015.
7. Bridle J. Training Stochastic Model Recognition Algorithms as Networks can Lead to Maximum Mutual Information Estimation of Parameters // Advances in Neural Information Processing Systems. Morgan-Kaufmann, 1989. Vol. 2.
8. Wang H. et al. CAM++: A Fast and Efficient Network for Speaker Verification Using Context-Aware Masking: arXiv:2303.00332. arXiv, 2023.
9. Filter bank // Wikipedia. 2024.
10. Yu Y.-Q., Li W.-J. Densely Connected Time Delay Neural Network for Speaker Verification // Interspeech 2020. ISCA, 2020. P. 921–925.
11. Yu Y.-Q. et al. Cam: Context-Aware Masking for Robust Speaker Verification // ICASSP 2021 - 2021 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Toronto, ON, Canada: IEEE, 2021. P. 6703–6707.
12. Chen Y. et al. An Enhanced Res2Net with Local and Global Feature Fusion for Speaker Verification: arXiv:2305.12838. arXiv, 2023.
13. Dai Y. et al. Attentional Feature Fusion: arXiv:2009.14082. arXiv, 2020.
14. Chen S. et al. WavLM: Large-Scale Self-Supervised Pre-Training for Full Stack Speech Processing // IEEE J. Sel. Top. Signal Process. 2022. Vol. 16, № 6. P. 1505–1518.
15. Vaswani A. et al. Attention Is All You Need: arXiv:1706.03762. arXiv, 2023.
16. Wang H. et al. Wespeaker: A Research and Production oriented Speaker Embedding Learning Toolkit: arXiv:2210.17016. arXiv, 2022.
17. Hochreiter S., Schmidhuber J. Long Short-Term Memory. 1997. Vol. 9. P. 1735–1780.

REFERENCES

1. Kabir M.M. et al. A Survey of Speaker Recognition: Fundamental Theories, Recognition Methods and Opportunities // IEEE Access. 2021. Vol. 9. P. 79236–79263.
2. Zeinali H. et al. BUT System Description to VoxCeleb Speaker Recognition Challenge 2019: arXiv:1910.12592. arXiv, 2019.
3. Kaye D.H. The error of equal error rates // Law Probab. Risk. 2002. Vol. 1, № 1. P. 3–8.
4. Mozilla Common Voice [Electronic resource]. URL: <https://commonvoice.mozilla.org/> (accessed: 08.01.2024).
5. Peddinti V., Povey D., Khudanpur S. A time delay neural network architecture for efficient modeling of long temporal contexts // Interspeech 2015. ISCA, 2015. P. 3214–3218.
6. He K. et al. Deep Residual Learning for Image Recognition: arXiv:1512.03385. arXiv, 2015.
7. Bridle J. Training Stochastic Model Recognition Algorithms as Networks can Lead to Maximum Mutual Information Estimation of Parameters // Advances in Neural Information Processing Systems. Morgan-Kaufmann, 1989. Vol. 2.

8. Wang H. et al. CAM++: A Fast and Efficient Network for Speaker Verification Using Context-Aware Masking: arXiv:2303.00332. arXiv, 2023.
9. Filter bank // Wikipedia. 2024.
10. Yu Y.-Q., Li W.-J. Densely Connected Time Delay Neural Network for Speaker Verification // Interspeech 2020. ISCA, 2020. P. 921–925.
11. Yu Y.-Q. et al. Cam: Context-Aware Masking for Robust Speaker Verification // ICASSP 2021 - 2021 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Toronto, ON, Canada: IEEE, 2021. P. 6703–6707.
12. Chen Y. et al. An Enhanced Res2Net with Local and Global Feature Fusion for Speaker Verification: arXiv:2305.12838. arXiv, 2023.
13. Dai Y. et al. Attentional Feature Fusion: arXiv:2009.14082. arXiv, 2020.
14. Chen S. et al. WavLM: Large-Scale Self-Supervised Pre-Training for Full Stack Speech Processing // IEEE J. Sel. Top. Signal Process. 2022. Vol. 16, № 6. P. 1505–1518.
15. Vaswani A. et al. Attention Is All You Need: arXiv:1706.03762. arXiv, 2023.
16. Wang H. et al. Wespeaker: A Research and Production oriented Speaker Embedding Learning Toolkit: arXiv:2210.17016. arXiv, 2022.
17. Hochreiter S., Schmidhuber J. Long Short-Term Memory. 1997. Vol. 9. P. 1735–1780.

АНАЛИЗ ОСНОВНЫХ МОДЕЛЕЙ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ ИНФОРМАЦИОННЫМ АТАКАМ ТИПА DOS И DDoS

А. И. Пузанкова, А.В. Лубенцов

ФКОУ ВО Воронежский институт ФСИН России (ВИ ФСИН России), Воронеж, Россия

Аннотация. В статье приводится описание проблемы DoS и DDoS-атак в современном информационном мире. Подробно рассматриваются модификации этих атак. Анализируются методы их предотвращения. Рассматриваются модели обнаружения DoS и DDoS-атак, приводятся ссылки на современные разработки методов противодействия этим угрозам.

Ключевые слова: DoS атака, DDoS-атака, HTTP-flood, SYN-flood, GRE-flood, ICMP(v6)-flood, Smurf-атака, защита сервера.

ANALYZING THE MAIN MODELS FOR COUNTERING DOS AND DDOS INFORMATION ATTACKS

A. I. Puzankova, A. V. Lubentsov

FKOU VO Voronezhskiy institute FSIN Russia (FKOU VO VI FSIN Russia), Voronezh,
Russia

Abstract. The article describes the problem of DoS and DDoS attacks in the modern information world. Modifications of these attacks are considered in detail. The methods of their prevention are analyzed. The models of DoS and DDoS attacks detection are considered, and references to modern developments of methods for countering these threats are provided.

Keywords: DoS attack, DDoS attack, HTTP-flood, SYN-flood, GREAT-flood, ICMP(v6)-flood, Smurf attack, server protection.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современном мире каждый человек, который имел опыт работы с хостингом, выделенными серверами или VPS, хотя бы раз сталкивался с терминами DoS и DDoS-атак и, возможно, даже становился их жертвой. Эти атаки вызывают перегрузку серверов и истощение их ресурсов, что приводит к потере доступа к данным и сервисам. Очень важно знать характер этих атак, проводить анализ уязвимостей эксплуатируемой компьютерной системы и методы борьбы с этими угрозами.

2. АНАЛИЗ СИСТЕМНЫХ РАЗЛИЧИЙ ВИДОВ АТАК

Для полного понимания вопроса DoS и DDoS-атак нужно понять, что представляют из себя эти атаки, как они функционируют и как можно защититься от них. Атака DoS (отказ в обслуживании) вызывает сбой сервера и может осуществляться при помощи различных методов. В отличие от DDoS, для ее выполнения достаточно одного компьютера.

DDoS (распределенный отказ в обслуживании) представляет собой расширенную версию DoS-атаки, в которой участвует множество устройств. Владельцы этих устройств обычно не осведомлены о том, что их компьютеры используются для злонамеренных целей.

Объемные атаки - это разновидность DDoS-атак, основанная на огромном количестве запросов, направленных на сервер. Это приводит к перегрузке сервера и его ресурсов до тех пор, пока он не перестает отвечать на новые запросы.

Ботнет - это сеть компьютеров, зараженных вредоносным программным обеспечением, которое работает в фоновом режиме по командам хакера. Эти компьютеры могут использоваться для вредоносной активности, такой как подделка IP-адресов и проведение DDoS-атак.

DoS- и DDoS-атаки могут быть как симметричными (когда количество отправленных и полученных пакетов равно), так и асимметричными (когда жертва получает больше данных, чем отправил злоумышленник). Второй тип атак обычно осуществляется при помощи сторонних серверов, например DNS-серверов.

IP-спуфинг, т.е. возможность подделки IP-адреса, часто используется при DDoS-атаках. Злоумышленник отправляет пакеты с IP-адресом жертвы, на которые будут направлены пакеты для перегрузки. Для избежания обнаружения также может использоваться подмена IP-адреса.

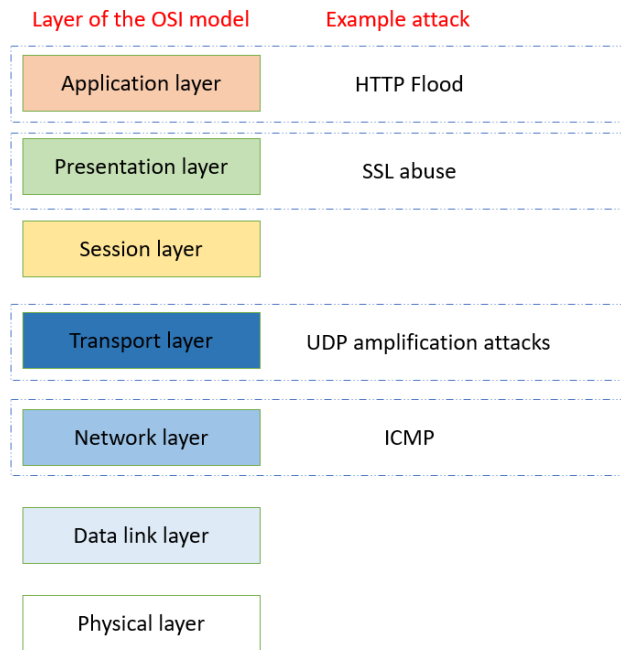


Рис. 1. Уровень модели OSI и пример атаки.

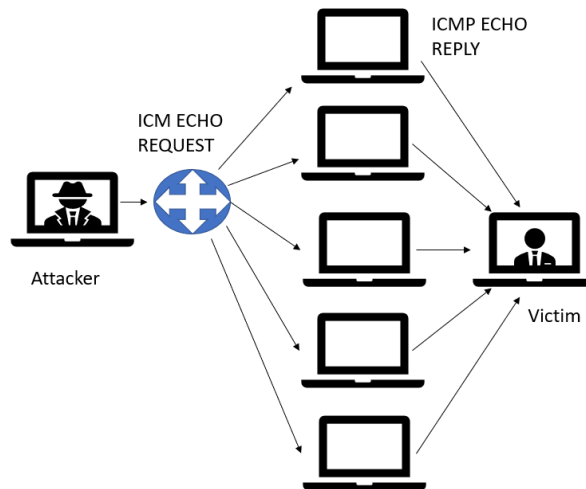


Рис.2 - Ping Flood / ICMP Flood.

Объемная атака третьего уровня - это атака, во время которой злоумышленник, используя свой компьютер или ботнет, отправляет большое количество запросов ECHO из протокола ICMP. В результате атакуемая машина занята ответами на эти бесконечные эхо-запросы, что истощает все ее ресурсы и делает ее недоступной для аутентичных пользователей.

SYN flood и ACK flood - это атаки четвертого уровня, транспортного уровня, при которых злоумышленник отправляет пакеты серверу. Пакет SYN (синхронизация) инициирует обмен данными в модели TCP/IP, на который сервер отвечает SYN-ACK (подтверждение), а отправитель - ACK. Злоумышленники могут использовать пакеты с поддельными адресами источника, чтобы истощить ресурсы сервера.

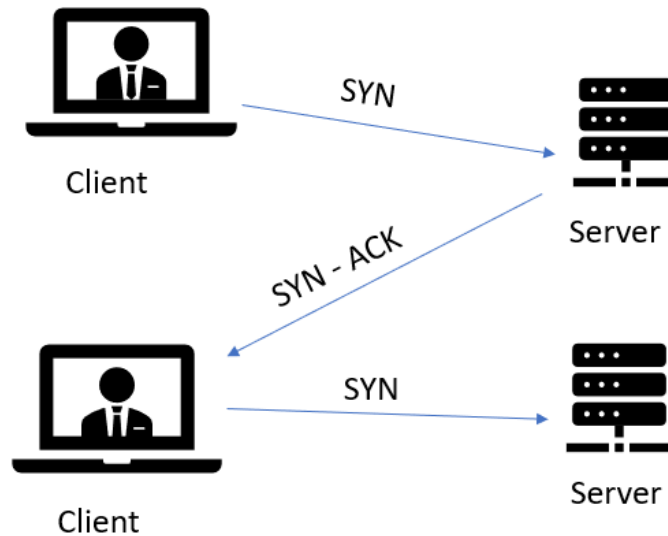


Рис. 3. Нормальная связь SYN-ACK.

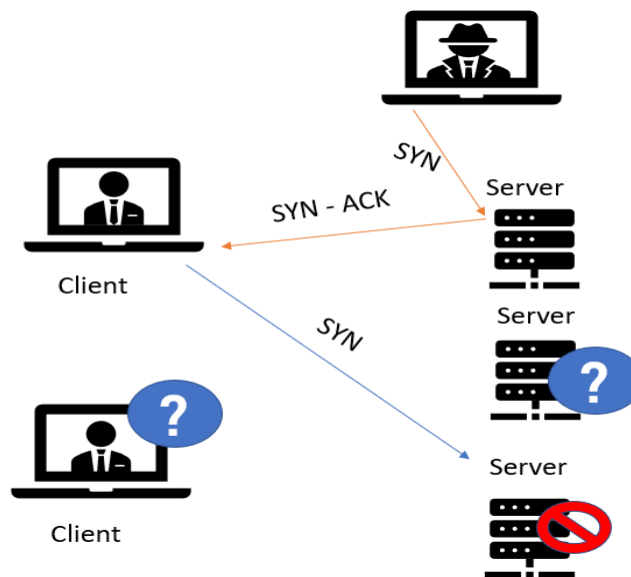


Рис. 4. SYN-флуд.

Усиленные атаки используют протокол UDP транспортного уровня, который не требует подтверждения связи с обеих сторон. Злоумышленник запрашивает много данных у сервера, используя поддельный IP-адрес, чтобы сервер отправил большой объем данных по указанному адресу. Примером таких атак являются атаки на серверы DNS и использование протокола NTP.

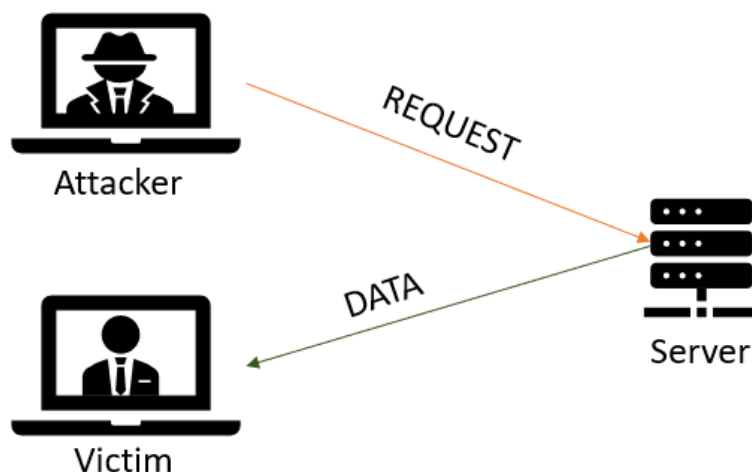


Рис. 5. Схема атаки с усилением.

Атаки на уровне приложений используют слабые места программного обеспечения на высших уровнях OSI. Они могут вызывать программные ошибки или заражать жертву вредоносным ПО.

R.U.D.Y., также известная как атака "низкий и медленный", представляет собой форму атаки на уровне приложений. Злоумышленник находит формы на веб-странице и отправляет ответы, разделенные на множество мелких пакетов, которые отправляются с большими интервалами. Эти пакеты не вызывают тайм-аут соединения, что истощает ресурсы сервера, занимая его. Эта атака сложно обнаруживается из-за низкого объема трафика. Один из способов защиты - уменьшить максимальное время ожидания, но это может привести к проблемам с обслуживанием пользователями с медленным соединением.

Slowloris, названная по медленному лорису, является аналогичной R.U.D.Y. атаке, но вместо отправки пакетов HTTP POST, она отправляет только заголовки HTTP. Эта атака также истощает ресурсы сервера, что делает обслуживание других пользователей сложным или невозможным.

Fork bomb - это атака, при которой запускаются бесконечные циклы новых скриптов, использующих ресурсы машины и препятствуя обработке запросов обычных пользователей. Защитить машину от этой атаки можно, ограничив количество процессов для каждого пользователя или ресурса, доступные для каждого процесса.

Злоупотребление SSL - атака на уровне сеансового уровня, где злоумышленник использует SSL-рукопожатие для наводнения сервера ложными запросами или злоупотребления самим протоколом. Это может вызвать исчерпание энтропии, задерживая новые SSL-соединения.



Рис. 7. Схема обратного прокси.

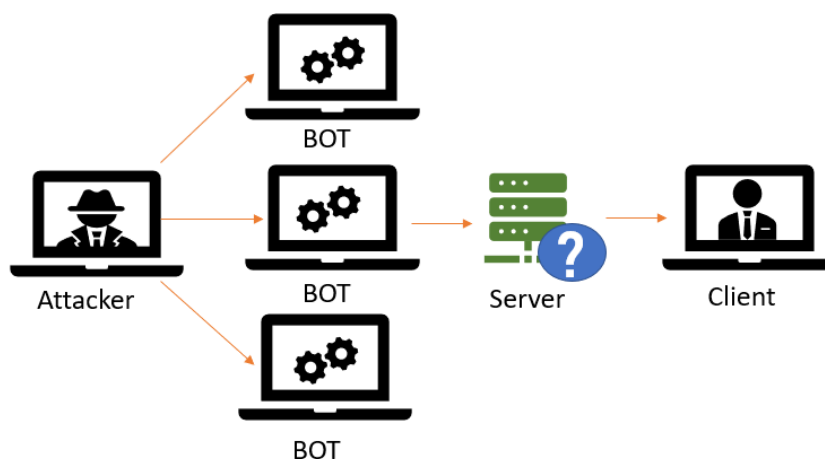


Рис. 6. Схема атаки HTTP-флудом.

HTTP-флуд - объемная атака на уровне приложений, выполняемая с помощью ботнета, где сервер заполняется HTTP-командами GET и POST, истощая его ресурсы. Понимание этих атак необходимо для их предотвращения.

Ping of death - устаревший метод DoS-атаки, где злоумышленник отправляет на сервер ping-пакет больше 65 535 байт, вызывая сбой системы или приложения. Современное программное обеспечение не подвержено таким атакам.

3. АНАЛИЗ СОВРЕМЕННЫХ МОДЕЛЕЙ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ DOS И DDoS-АТАКАМ

Ежедневно происходит около 30 000 DDoS-атак, в которых задействованы десятки миллионов зараженных машин. Эти цифры постоянно растут вместе с развитием интернета, увеличивая количество возможных DDoS-атак.

Первая DDoS-атака была зафиксирована в конце июня - начале июля 1999 года против компьютера Университета Миннесоты. История DDoS-атак содержит множество примеров, включая атаку mafiaboy'a на серверы Amazon, eBay и Yahoo! в феврале 2000 года.

Существуют различные методы защиты от DDoS-атак [1-5].

Mevspace предлагает защиту от объемных атак с использованием оборудования Juniper и программного обеспечения Vanguard. При превышении пакета защиты сервер автоматически активирует "черную дыру", отключая сервер от интернета во время атаки. Выделенные серверы на Mevspace имеют бесплатную защиту от интернет-трафика до 2 Гбит/с, а также доступны дополнительные пакеты защиты за дополнительную плату.

1. Фильтрация входящих пакетов: один из наиболее распространенных методов Anti-DDoS, который позволяет разрешать только пакеты, отправленные в рамках текущего соединения TCP/IP. Некоторые виды флуда, например, HTTP, могут быть остановлены с помощью аутентификации клиента, такой как Captcha.

2. Обратный прокси-сервер (reverse proxy): установка прокси-серверов для фильтрации входящего трафика перед его достижением серверов, что позволяет отправлять на серверы только легитимные запросы.

3. Расширение инфраструктуры: увеличение размера инфраструктуры для обработки большего количества запросов. Улучшение инфраструктуры может включать в себя установку аппаратных и программных модулей защиты, а также правильную конфигурацию программного обеспечения, например, брандмауэра и Captcha.

4. Черные дыры (Blackholing): использование "черных дыр" как последнего средства защиты от объемных атак. Этот метод игнорирует входящие запросы,

отправляя их "в никуда", что позволяет оставить их без ответа и защитить сервер от перегрузки.

В современной литературе множество работ посвящено рассматриваемой теме. Проанализируем некоторые из них. В работе Мостовщикова Д.М. с соавторами предлагают использование нейросетевых технологий.

В частности, «рассмотрены актуальные подходы по организации системы киберзащиты информационных ресурсов сетевых сервисов. Указано, что современные сетевые сервисы базируются на распределенной архитектуре и динамической маршрутизации, что приводит к расширению набора уязвимостей, в частности, таких как неправомерный доступ к конфиденциальным данным, нарушение стабильной работы сервиса, а также внедрение вредоносного программного кода. Проведена классификация методов защиты от DoS- и DDoS-атак, а также определены особенности построения нейросетевых алгоритмов, которые используются с целью выделения признаков кибератак. Была предложена методика построения нейросетевой архитектуры на основе каскадного автокодировщика с глубинным обучением, отмечено, что соответствующие алгоритмы позволяют отслеживать признаки DoS- и DDoS-атак в режиме реального времени. Результаты исследования дали возможность разработать комплексную методологию для решения задач по построению системы.

В результате проведенного анализа была разработана комплексная методология организации комплексной методологии построения нейронных сетевых алгоритмов выделения признаков DoS/DDoS-атаки, а также оптимизации данных алгоритмов в соответствии с целевыми показателями точности машинного анализа. Таким образом, в рамках решения основной задачи было предложено использовать нейронную сетевую архитектуру типа «автокодировщик», что позволило разработать следующие подходы:

- схема подготовки обучающей выборки и предварительной обработки данных соответствующей выборки с целью оптимизации процедуры выделения и классификации признаков DoS/DDoS-атаки;
- схема организации основных принципов работы нейронного сетевого алгоритма модели «автокодировщик» при выделении и классификации признаков DoS/DDoS-атаки.

Данная методология благодаря построению математической модели, которая позволяет обобщить процессы машинного анализа может быть эффективно использована для решения широкого класса задач на уровне построения системы защиты сетевых сервисов от внешних угроз» [6].

Однако, использование «модной» темы приводит к обязательному обучению нейросети на репрезентативной выборке, что не всегда представляется возможным.

Работа [7] посвящена «разработке программного модуля для защиты доступности информации при массивных DoS- и DDoS-атаках. Разработанная система позволяет в автоматизированном режиме определять тип и вид атак несанкционированным трафиком, а также отфильтровывать сетевые пакеты по заданному лимиту (от 10 тысяч до 7 миллионов в секунду) с последующим распределением нагрузки по физическим и логическим ядрам кластера» [7].

На первом этапе разработки авторы «проанализировали направленности DoS- и DDoS-атак, а также рассмотрены аналогичные решения системы защиты от DDoS-атак. Второй этап представляет собой техническую разработку автоматизированной системы защиты доступности информации AntiDDoS: показаны основной функционал и схема работы системы защиты от DDoS-атак. Основной функционал представлен следующими техническими данными: название функции, цель выполнения, условие работы и результат выполнения. Третьим этапом является апробация реализованной системы в

течение десяти дней, результаты которой представлены в виде таблицы со среднесуточной нагрузкой на ресурсы ЭВМ.

Созданная система защиты доступности информации позволяет эффективно отфильтровывать сетевые пакеты в автоматизированном режиме, а также отправлять все данные в СУБД MySQL с последующим выводом информации в веб-интерфейс. Веб-часть является одной из управляющих частей разработанной системы. В ней реализована возможность управления системой с персональных компьютеров/серверов и мобильных устройств» [7].

Этот метод возможно использовать только при наличии несанкционированного трафика, в случае присутствия разнородного и нестабилизированного трафика эти методы слабоприменимы.

В работе [8] приводится мониторинг вариантов рассматриваемых угроз и основные методы борьбы с ними: «Как обнаруживать DDoS-атаки и защищаться от них, в настоящее время является актуальной темой как в промышленности, так и в научных кругах. В этой статье обсуждаются механизм DDoS атак и модели DDoS атак, основные методы запуска DDoS атак, типы атак согласно модели OSI и более подробное описание типов DDoS атак по направленности на определенную уязвимость. В данной статье систематизированы методы машинного и глубокого обучения, применяемые для обнаружения DDoS атак. Помимо описания самих методов, также приводятся примеры исследований, где данный метод применялся для обнаружения DDoS-атак. В конце статьи даны примеры сред, уязвимых к DDoS атакам.

Кроме того, существует определенное количество легкодоступных инструментов для DDoS-атак, что делает инициирование DDoS-атаки довольно простым делом. Например, HULK, Tor's Hammer, Slowloris, LOIC, Xoic, DDOSIM, RUDY и PyLoris могут быть использованы для запуска DDoS-атаки неопытным злоумышленником. DDoS обладает такими характеристиками, как простота инициирования, трудность защиты и сильная разрушительность методов для обнаружения новых DDoS-атак. На сегодняшний день существует множество методов машинного и глубокого обучения для обнаружения DDoS-атак. В данном обзоре было представлено большинство из данных методов. Более того разные среды, в которых случаются DDoS атаки имеют уникальные характеристики, поэтому важно также принимать это во внимание при разработке подходов для обнаружения DDoS-атак» [8].

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Не смотря на простоту моделей атак и разнообразные методы противодействия угрозам, DoS и DDoS - атаки - все еще одна из основных угроз как для крупных компаний, так и для рядовых пользователей. Злоумышленники постоянно стараются исследовать новые уязвимости для нанесения ущерба, могут проводить DDoS-атаки с низкими затратами и высокой эффективностью. В связи с этим обнаружить и предотвратить DoS и DDoS-атаки становится намного сложнее, именно поэтому нужно развивать методы, способные наиболее эффективно обнаруживать DDoS-атаки. Более того разные среды, в которых случаются DoS и DDoS атаки имеют уникальные характеристики, поэтому важно также принимать это во внимание при разработке подходов для обнаружения DDoS-атак. Таким образом, необходимо постоянно работать над улучшением методов эффективного и комплексного противодействия атакам DDoS. [9]

ЛИТЕРАТУРА

1. Басканов А.Н. Способы противодействия и средства раннего выявления DDoS-атак. // Экономика и качество систем связи. - 2019. - Режим доступа:

- <https://cyberleninka.ru/article/n/sposoby-protivodeystviya-i-sredstva-rannego-vyyavleniya-ddos-atak> (дата обращения: 2021-06-24).
2. Ковалев Д.А. Классификация методов проведения DDoS-атак // Мир транспорт, 2013. № 1 (45). - С. 130-134.
 3. Корнев Д.А. Активные методы обнаружения SYN-flood атак // «Информационная безопасность», 2012. - Т. 15. - № 2. - С. 189-196.
 4. Никишова А.В. Обнаружение распределенных атак на информационную систему предприятия // «Известия Южного федерального университета. Технические науки», 2013. № 12 (149) - С.135-143.
 5. Щерба Е.В. Разработка системы обнаружения распределенных сетевых атак типа «Отказ в обслуживании» // «Прикладная дискретная математика. Приложение». - 2013. №6 - С.68-70.
 6. Мостовщиков Д. Н., Дос Е. В., Камалиденов К. Ш. Организация нейросетевой архитектуры автокодировщика при выделении признаков dos/ddos атак // Вестник науки и образования. 2022. №7-1 (127). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/organizatsiya-neyrosetevoy-arhitektury-avtokodirovshchika-pri-vydelenii-priznakov-dos-ddos-atak> (дата обращения: 22.03.2024).
 7. Пальчевский Е. В., Халиков А. Р. Автоматизированная система защиты доступности информации от атак внешним несанкционированным трафиком в UNIX-подобных системах // Программные продукты и системы. 2018. №3. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/avtomatizirovannaya-sistema-zaschity-dostupnosti-informatsii-ot-atak-vneshnim-nesanktsionirovannym-trafikom-v-unix-podobnyh-sistemah> (дата обращения: 22.03.2024).
 8. Клименко Т.М., Акжигитов Р.Р. Обзор методов обнаружения распределенных атак типа "отказ в обслуживании" на основе машинного обучения и глубокого обучения // International Journal of Open Information Technologies. 2023. №6. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/obzor-metodov-obnaruzheniya-raspredelennyh-atak-tipa-otkaz-v-obsluzhivanii-na-osnove-mashinnogo-obucheniya-i-glubokogo-obucheniya> (дата обращения: 22.03.2024).
 9. Лубенцов, А. В. Душкин А.В., Комплексные системы безопасности: системный анализ, архитектура, управление жизненным циклом / Воронеж: «Научная книга», 2022, 254с.

REFERENCES

1. Baskanov A.N. Sposoby protivodejstvija i sredstva rannego vyjavlenija DDoS-atak. // Jekonomika i kachestvo sistem svjazi. - 2019. - Rezhim dostupa: <https://cyberleninka.ru/article/n/sposoby-protivodeystviya-i-sredstva-rannego-vyyavleniya-ddos-atak> (data obrashhenija: 2021-06-24).
2. Kovalev D.A. Klassifikacija metodov provedenija DDoS-atak // Mir transport, 2013. № 1 (45). - S. 130-134.
3. Kornev D.A. Aktivnye metody obnaruzhenija SYN-flood atak // «Informacionnaja bezopasnost'», 2012. - T. 15. - № 2. - S. 189-196.
4. Nikishova A.V. Obnaruzhenie raspredelennyh atak na informacionnuju sistemu predprijatija // «Izvestija Juzhnogo federal'nogo universiteta. Tehnicheskie nauki», 2013. № 12 (149) - S.135-143.
5. Shherba E.V. Razrabotka sistemy obnaruzhenija raspredelennyh setevyh atak tipa «Otkaz v obsluzhivanii» // «Prikladnaja diskretnaja matematika. Prilozhenie». - 2013. №6 - S.68-70.
6. Mostovshhikov D. N., Dos E. V., Kamalidenov K. Sh. Organizacija nejrosetevoj arhitektury avtokodirovshhika pri vydelenii priznakov dos/ddos atak // Vestnik nauki i obrazovanija. 2022. №7-1 (127). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/organizatsiya->

- neyrosetevoy-arhitektury-avtokodirovschika-pri-vydelenii-priznakov-dos-ddos-atak (data obrashhenija: 22.03.2024).
7. Pal'chevskij E. V., Halikov A. R. Avtomatizirovannaja sistema zashhity dostupnosti informacii ot atak vneshnim nesankcionirovannym trafikom v UNIX-podobnyh sistemah // Programmnye produkty i sistemy. 2018. №3. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/avtomatizirovannaya-sistema-zaschity-dostupnosti-informatsii-ot-atak-vneshnim-nesanktsionirovannym-trafikom-v-unix-podobnyh-sistemah> (data obrashhenija: 22.03.2024).
 8. Klimenko T.M., Akzhigitov R.R. Obzor metodov obnaruzhenija raspredelennyh atak tipa "otkaz v obsluzhivanii" na osnove mashinnogo obucheniya i glubokogo obucheniya // International Journal of Open Information Technologies. 2023. №6. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/obzor-metodov-obnaruzheniya-raspredelennyh-atak-tipa-otkaz-v-obsluzhivanii-na-osnove-mashinnogo-obucheniya-i-glubokogo-obucheniya> (data obrashhenija: 22.03.2024).
 9. Lubencov, A. V. Dushkin A.V., Kompleksnye sistemy bezopasnosti: sistemnyj analiz, arhitektura, upravlenie zhiznennym ciklom / Voronezh: «Nauchnaja kniga», 2022, 254s.

АНАЛИЗ УЯЗВИМОСТЕЙ СИСТЕМЫ РАЗГРАНИЧЕНИЯ ДОСТУПА В МНОГОПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИХ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

М. Г. Шульгин, В. А. Емельянов, Б. С. Козлов, Д.А. Кошелев

Краснодарский военный институт (КВИ), Краснодар, Россия

Аннотация. Основываясь на современных методах исследования в области информационной безопасности, авторы исследуют различные аспекты систем разграничения доступа, включая аутентификацию, авторизацию и управление доступом к ресурсам. В статье рассматриваются различные типы уязвимостей, которые могут возникнуть в многопользовательских распределенных информационных системах, а также предлагаются методы и инструменты для их обнаружения и предотвращения. Результаты исследования могут быть полезны для специалистов по информационной безопасности при разработке и внедрении мер по защите систем разграничения доступа.

Ключевые слова: информационная безопасность, информация, информационная система, уязвимость информационной системы, система разграничения доступа, объект защиты, контроль доступа, угрозы информационной безопасности.

VULNERABILITY ANALYSIS OF THE ACCESS CONTROL SYSTEM IN MULTI-USER DISTRIBUTED INFORMATION SYSTEMS

V. A. Yemelyanov, B. S. Kozlov, M. G. Shulgin, D.A. Koshelev

Krasnodar Military Institute (KVI), Krasnodar, Russia

Abstract. Based on modern research methods in the field of information security, the authors explore various aspects of access control systems, including authentication, authorization and access control to resources. The article discusses various types of vulnerabilities that can occur in multi-user distributed information systems, and also suggests methods and tools for their detection and prevention. The results of the study may be useful for information security specialists in the development and implementation of measures to protect access control systems.

Keywords: information security, information, information system, vulnerability of information system, access control system, object of protection, access control, threats to information security.

1. ВВЕДЕНИЕ

Тенденции развития современного общества направлены на развитие его информационной составляющей. Современные технологии позволяют обмениваться миллионами гигабайт данных на тысячи километров с едва заметными промежутками времени. Данные технологии применяются в сферах деятельности, начиная от малых офисов заканчивая государственными органами, для решения множества разноплановых задач.

Информационная система - система обработки информации совместно с соответствующими организационными ресурсами (человеческими, техническими, финансовыми и т. д.), которая обеспечивает и распространяет информацию (ISO/IEC 2382:2015).

Безопасность информации достигается реализацией комплекса мер:

– Организационных;

- Технических;
- Правовых;
- Программных;
- Аппаратных;
- Программно-аппаратных.

В зависимости от режима обработки данных, категории информации, количества пользователей в системе различают различные классы защищенности информационных систем, в соответствие с которыми создается система защиты информации.

Одним из основных требований к системе защиты информации ИС является создание системы разграничения доступа к информации, обрабатываемой этими системами.

2. СИСТЕМА РАЗГРАНИЧЕНИЯ ДОСТУПА

Системы разграничения доступа (англ. Access Control Systems) могут быть классифицированы по различным критериям. Классификация основных видов систем разграничения доступа:

Организационные меры:

- Разработка организационный и справочных документов по защите информации;
- Распределение должностных функций и обязанностей;
- Система пропускного контроля на охраняемую территорию, на которой располагается объект защиты;
- Проведение занятий и инструктажей с личным составом подразделений, которые являются ответственными за применение средств вычислительной техники, являющейся составной частью ИС ВиСН.

Физические системы контроля доступа:

- Электронные замки и ключ-карты;
- Биометрические устройства (сканеры отпечатков пальцев, считыватели сетчатки глаза, системы распознавания лиц и пр.);
- Системы идентификации на основе RFID (радиочастотная идентификация).

Логические системы контроля доступа:

- Пароли и PIN-коды;
- Многофакторная аутентификация (включая пароль в сочетании с SMS-кодом, биометрическим подтверждением и т.д.);
- Сертификаты и цифровые подписи.

Административные системы контроля доступа:

- Системы управления полномочиями (Role-Based Access Control, RBAC);
- Системы управления доступом на основе политик (Policy-Based Access Control, PBAC);
- Системы управления доступом на основе атрибутов (Attribute-Based Access Control, ABAC).

Сетевые системы контроля доступа:

- Брандмауэры (firewalls) и сетевые механизмы фильтрации трафика;
- VPN (виртуальные частные сети) и сетевые туннели;
- Системы обнаружения вторжений (Intrusion Detection Systems, IDS) и предотвращения вторжений (Intrusion Prevention Systems, IPS).
- Аудит и мониторинг:
- Системы журналирования (логирования) событий доступа;
- Системы мониторинга доступа в реальном времени;

–Аудиторские системы для анализа доступа и выявления аномалий.

Эти виды систем могут использоваться по отдельности или в комбинации друг с другом в зависимости от требований безопасности конкретной среды.

3. АНАЛИЗ УЯЗВИМОСТЕЙ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Информационные системы обладают различными уязвимостями, которые образуются еще на моменте разработки ИС намеренно или же ненамеренно, либо уже проявляются в процессе эксплуатации, ввиду применения возможностей системы не по назначению, установки негативно влияющих на работу обновлений, человеческого фактора. Это в свою очередь порождает возможность проведения информационно-технических воздействий злоумышленниками.

Рассмотрим актуальную статистику Positive Technologies по методам атак на объекты за 2022-2023 г.

Таблица 1. Статистика по методам атак на объекты за 2022-2023 г.

Методы атак	Организации, %	Частные лица, %
Социальная инженерия	64	91
Использование ВПО	50	56
Эксплуатация уязвимостей ПО	24	4
Компрометация учетных данных	22	3
Компрометация доверенных каналов связи	7	-
Другой	14	11

Согласно данной статистике социальная инженерия является одним из наиболее популярных методов атак на организации (64%) и частных лиц (91%). Основным каналом социальной инженерии в атаках на организации является электронная почта, а на частных лиц – веб-ресурсы и сервисы.

С учетом развития тенденции дистанционной работы сотрудников организаций, которые связаны между собой с помощью сети интернет, необходимо учитывать факт возможных атак на частных лиц. Это означает, что служебные документы, возможно содержащие коммерческую тайну, находятся на персональном компьютере сотрудника, что является немаловажным аспектом.

Социальная инженерия – это метод манипуляции людьми с целью получения несанкционированного доступа к конфиденциальной информации или выполнения определенных действий. В контексте информационной безопасности, социальная инженерия часто используется злоумышленниками для обхода технических мер защиты путем манипуляции людьми, обладающими доступом к системам или данным.

Примеры таких методов включают фишинг (подделка электронных сообщений или веб-сайтов для обмана пользователей с целью получения аутентификационных данных), проникновение в помещение под ложным предлогом с целью доступа к физическим устройствам или документам, а также телефонные мошенничества, когда злоумышленники выдают себя за доверенных лиц и получают доступ к информации или системам по телефону.

Компрометация учетных данных является следствием социальной инженерии и использованием ВПО, однако данный аспект выделяется отдельным пунктом.

Применение ставших известными в ходе проведения информационно-технического воздействия злоумышленником учетных данных пользователей может существенно угрожать безопасности системы. Такие атаки, в частности, могут раскрывать конфиденциальную информацию, давая злоумышленнику доступ к защищенным ресурсам и возможность проведения дополнительных манипуляций в пределах системы.

Парольная защита является одним из основных механизмов системы разграничения доступа, и компрометация учетных данных подчеркивает ее уязвимость. Когда злоумышленник получает доступ к учетным данным пользователя, включая его логин и пароль, это обычно открывает доступ к защищенным ресурсам системы, минуя другие слои безопасности. Таким образом, недостаточная защита учетных данных и слабые пароли становятся слабым звеном в системе разграничения доступа, угрожая целостности и конфиденциальности информации.

Парольная защита до сих пор одним из самых распространенных методов аутентификации. Однако она не является самым безопасным способом защиты данных из-за нескольких причин.

Во-первых, пользователи зачастую выбирают простые или предсказуемые пароли, что делает их уязвимыми к взлому. Кроме того, многие пользователи используют один и тот же пароль для нескольких аккаунтов, что увеличивает риск компрометации всех их данных.

Во-вторых, пароли могут быть украдены или подвергнуты атакам методами перебора или словарных атак. К тому же, существует риск перехвата пароля во время передачи данных по открытым сетям.

И, наконец, пользователи зачастую небрежно относятся к своим паролям, не обеспечивая им должной защиты и не меняя их регулярно. В результате, злоумышленники могут легко получить доступ к их аккаунтам.

В целом, парольная защита остается актуальной, но ее уровень безопасности остается чрезмерно низким из-за ошибок в выборе паролей и небрежного отношения пользователей к ним. Для усиления безопасности данных рекомендуется использование двухфакторной аутентификации и других методов аутентификации, которые обеспечивают более высокий уровень защиты.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При анализе уязвимостей системы разграничения доступа в многопользовательских информационных системах ключевой фактор, определяющий их безопасность, является метод парольной защиты доступа пользователей. Исследование показало, что использование слабых паролей и недостаточное внимание к политикам управления паролями становятся главной проблемой, угрожающей целостности и конфиденциальности данных. В свете этого, важно активно исследовать альтернативные методы аутентификации и управления доступом, такие как многофакторная аутентификация и биометрическая идентификация, шифрование аутентификационных данных для обеспечения более надежной защиты системы разграничения доступа в многопользовательских информационных системах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Догучаева С. М. Анализ современных проблем информационной безопасности в российских компаниях / С. М. Догучаева // Риск: ресурсы, информация, снабжение, конкуренция. - 2022. - № 2. - С. 65-68.

2. Гафнер, В.В. Информационная безопасность: Учебное пособие / В.В. Гафнер. — Рн/Д: Феникс, 2017. — 324 с.
3. Громов, Ю.Ю. Информационная безопасность и защита информации: Учебное пособие / Ю.Ю. Громов, В.О. Драчев, О.Г. Иванова. — Ст. Оскол: ТНТ, 2017. — 384 с.
4. Голицына, О.Л. Информационные системы и технологии: Учебное пособие / О.Л. Голицына, И.И. Попов, Н.В. Максимов. - М.: Форум, 2013. - 192 с.
5. Олифер, В. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: Учебник / В. Олифер, Н. Олифер. - СПб.: Питер, 2016. - 176 с.
6. Методика определения угроз безопасности информации в информационных системах. Методический документ ФСТЭК России: проект. –М.:Стандартинформ, 2015. – 43 с.
7. Усачев, И.В. К вопросу о проблеме обеспечения защиты информации в автоматизированных системах специального назначения / И.В. Усачев, А.В. Кий, О.П. Зибров, А.С. Башкирцев, А.Ю. Щербаков // Сборник: Региональная информатика и информационная безопасность. М., 2017. – С. 177-179.

REFERENCES

1. Doguchaeva S. M. Analysis of modern problems of information security in Russian companies / S. M. Doguchaeva // Risk: resources, information, supply, competition. - 2022. - No. 2. - pp. 65-68.
2. Gafner, V.V. Information security: A textbook / V.V. Gafner. — Ph/D: Phoenix, 2017. — 324 p.
3. Gromov, Yu.Yu. Information security and information protection: A textbook / Yu.Yu. Gromov, V.O. Drachev, O.G. Ivanova. — St. Oskol: TNT, 2017. — 384 p.
4. Golitsyna, O.L. Information systems and technologies: A textbook / O.L. Golitsyna, I.I. Popov, N.V. Maksimov. - M.: Forum, 2013. - 192 p.
5. Olifer, V. Computer networks. Principles, technologies, protocols: Textbook / V. Olifer, N. Olifer. - St. Petersburg: Peter, 2016. - 176 p.
6. Methodology for determining threats to information security in information systems. Methodological document of the FSTEC of Russia: draft. –M.:Standartinform, 2015. – 43 p.
7. Usachev, I.V. On the issue of the problem of ensuring information protection in automated special purpose systems / I.V. Usachev, A.V. Kiy, O.P. Zibrov, A.S. Bashkirtsev, A.Yu. Shcherbakov // Collection: Regional informatics and information security. M., 2017. – pp. 177-179.

АППРОКСИМАЦИЯ ПОРОГА ОБНАРУЖЕНИЯ СЛАБЫХ УЗКОПОЛОСНЫХ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ ПО ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ СПЕКТРОГРАММ

А. Б. Токарев^{1,2}, Д. В. Шатилов^{1,2}

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

² Научно-производственная компания АО ИРКОС, Москва, Россия

Аннотация. При анализе радиообстановки комплексами радиоконтроля важной составной частью решаемой задачи является поиск радиоизлучений низкой интенсивности. Энергетическое обнаружение подобных слабых сигналов осложняется противоречием между значительной вероятностью пропуска сигналов при высоком пороге обнаружения и многочисленными ложными выявлениями при понижении энергетического порога. Вместе с тем, протяженный характер узкополосных радиоизлучений позволяет сформировать альтернативное правило обнаружения слабых сигналов, базирующееся на контроле доли превышений энергетического порога в последовательности смежных по времени спектрограмм. Если обнаружение сигнала фиксируется лишь при существенной доле активных спектрограмм в последовательности смежных спектров, то риск ложного обнаружения сигналов заметно снижается. В подобных условиях оказывается допустимым и рекомендуемым относительно низкий энергетический порог. Целью исследования являлся поиск аналитического соотношения для расчета энергетического порога, обеспечивающего допустимую вероятность ложной тревоги для разнообразных сочетаний количества совместно анализируемых спектрограмм и доли активных спектрограмм, соответствующих принятию решения о выявлении узкополосного радиоизлучения.

Ключевые слова: анализ радиообстановки, широкая полоса частот, узкополосные радиоизлучения, комплексы радиоконтроля, частотно-временная выборка, окно контроля.

THRESHOLD APPROXIMATION WHILE DETECTING WEAK NARROWBAND SIGNALS BY THE SET OF SPECTROGRAMS

A. B. Tokarev^{1,2}, D. V. Shatilov^{1,2}

¹ Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

² «IRCOS» JSC, Moscow, Russia

Abstract. When analyzing radio environment by radio monitoring complexes, an important component of the problem being solved is the search for low-intensity radio emissions. The energetic detection of such weak signals is complicated by the contradiction between the significant probability of missing signals at a high detection threshold and numerous false positives when the energy threshold is lowered. At the same time, the long-lasting nature of narrowband radio emissions makes it possible to form an alternative rule for detecting weak signals based on controlling the percentage of energy threshold exceedances in a sequence of time-adjacent spectrograms. If the signal is detected only with a significant percentage of active spectrograms in a sequence of adjacent spectra, then the risk of false detection of signals is noticeably reduced. In such conditions, a relatively low energy threshold is acceptable and recommended. The aim of the study was to find an analytical ratio for calculating the energy threshold, which provides an acceptable level of false alarm probability for various combinations of the number of jointly analyzed spectrograms and the percentage of active spectrograms corresponding to the decision-making of narrowband signal detection.

Keywords: analysis of radio environment, wide frequency band, narrowband radio emissions, radio monitoring complexes, time-frequency sampling, set of controlled spectrums.

1. ВВЕДЕНИЕ

При анализе радиообстановки комплексами радиоконтроля (КРК) излучения мощных или территориально близких источников наблюдаются в точке размещения КРК с высоким отношением сигнал-шум (ОСШ) и могут быть детально проанализированы. Маломощные, либо находящиеся на большом удалении источники могут демонстрировать в точке приёма весьма низкие ОСШ, недостаточные для глубокого анализа свойств их сигналов [1]. Однако, иногда сам факт появления в полосе приёма сигналов, нетипичных для анализируемого диапазона частот, может оказаться довольно значимым с позиции радиоконтроля. Это означает, что возможность обнаружения в широких полосах частот слабых радиосигналов является значимой для повышения эффективности работы КРК. Для кратковременных сигналов выявление излучений низкой интенсивности возможно лишь на основе корреляционной обработки, т.е. при наличии априорной информации о структуре обнаруживаемых радиоизлучений. Применительно же к протяжённым узкополосным радиоизлучениям имеется возможность модернизации классического порогового алгоритма обнаружения в целях повышения достоверности выявления низкоинтенсивных сеансов связи. Связанные с таким совершенствованием особенности обработки и будут являться предметом рассмотрения в текущей работе.

2. ОСОБЕННОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ И АНАЛИЗА УЗКОПОЛОСНЫХ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ

Анализ радиообстановки в широких полосах частот [2], как правило, предполагает преобразование временных выборок регистрируемых широкополосных случайных процессов (СП) в дискретный энергетический спектр с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ) с последующим выявлением всплесков в спектрограммах. В настоящее время для отображения возможных изменений радиообстановки часто используют частотно-временную диаграмму (ЧВД), которую в технической литературе называют также диаграммой-«водопадом». Пример возможной ЧВД представлен на рисунке 1.

Подобные диаграммы формируются на частотно-временной плоскости в виде совокупности цветных точек, цвет которых определяется уровнем спектральной мощности. Как следствие, на фоне относительно однотипной закрашки, характерной для шумового фона, появление радиосигналов отражается областью контрастной закрашки. Ширина этой области характеризует занимаемую полосу частот, а вертикальная протяжённость – временной интервал существования сигнала. К примеру, на рисунке 1 совокупность «засветок» в виде относительно широкой вертикальной полосы от середины ЧВД до её нижнего края соответствует вероятному узкополосному колебанию средней интенсивности (см. выделение зелёной рамкой), а расположенная правее тоненькая «ниточка» меток – постоянно действующему узкополосному сигналу низкой интенсивности (выделено синей рамкой). Лежащая левее и выделенная жёлтой рамкой плохо сгруппированная совокупность меток может соответствовать как кратковременным сеансам выхода в эфир слабой радиостанции, так и просто являться порождением шума. Разработка алгоритма, позволяющего с высокой достоверностью отличать слабые радиосигналы от «шумовой ряби» является актуальной задачей для КРК.

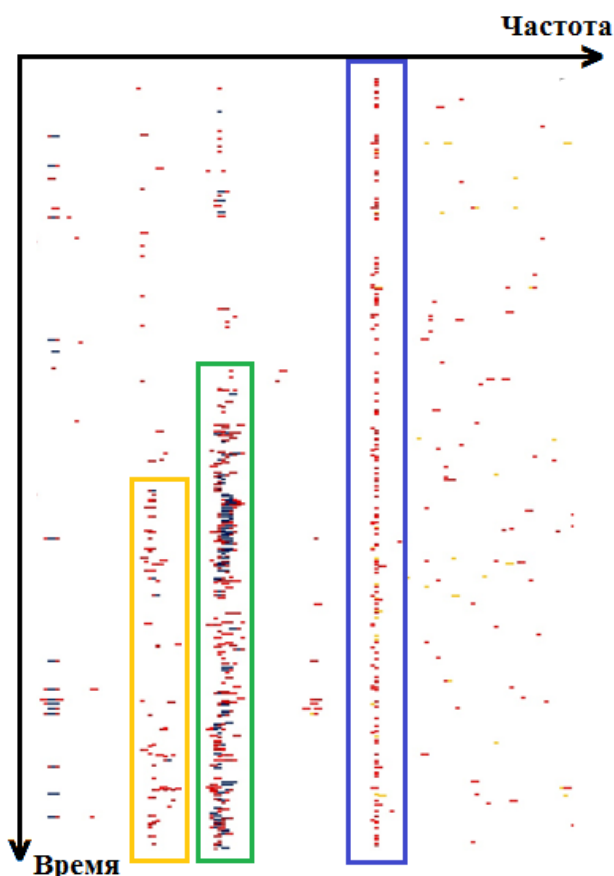


Рис. 1. Пример ЧВД на участке, включающем слабые узкополосные сигналы

Ограничимся рассмотрением случая, когда для формирования спектрограмм используется быстрое преобразование Фурье (БПФ), а представляющие интерес узкополосные сигналы отражаются на ЧВД вертикальной полосой шириной в один спектральный отсчет. Тогда применительно к диапазону частот изменение радиообстановки вдоль оси времени будет характеризоваться большим набором смежных по времени спектрограмм, а для определённой частоты (конкретного спектрального отсчета) эти первичные данные сокращаются до массива спектральных отсчетов, взятых из этой последовательности спектрограмм. В подобных условиях рассчитывать на уверенное обнаружение слабого сигнала по единственной спектрограмме невозможно, т.к. при сравнении с порогом единственного отсчета спектра, представляющего сигнал, возможны 2 исхода:

- 1) очень высокая вероятность ложной тревоги при заниженном пороге обнаружения;
- 2) недопустимая вероятность пропуска целевого сигнала при завышенном пороге обнаружения для отдельной спектрограммы.

Однако факт продолжительной по времени активности какого-либо узкополосного радиоизлучения влечёт заметное повышение среднего уровня мощности для анализируемого отсчета спектра. Поэтому, для совокупности спектрограмм, рассчитываемых на временных интервалах активности радиоизлучения, вероятность превышения отсчётами спектра некоторого фиксированного порога будет заметно выше, чем для аналогичных спектрограмм, полученных на интервалах времени, когда на соответствующей частоте действовал лишь шум.

Итак, условимся в качестве исходных данных использовать частотно-временные выборки (ЧВВ). Основная мощность узкополосных радиоизлучений сосредоточена в

пределах одной несущей частоты, поэтому в рамках работы будут рассматриваться только ЧВВ объёмом $(1 \times N)$, что соответствует N смежным по времени спектральным отсчётам на один анализируемый сигнал.

3. АНАЛИЗ УЧАСТКОВ С ШУМОВЫМИ ОТСЧЁТАМИ

Для формирования правила принятия решений целесообразно рассмотреть выборку спектральных отсчётов в условиях отсутствия целевого сигнала. На шумовых участках отсчёты ЧВВ подчиняются экспоненциальному закону распределения [3]

$$W_{\xi} = \lambda \cdot e^{-\lambda \cdot x}, \quad x \geq 0, \quad (1)$$

а вероятность p_{thr} того, что отдельный отсчет очередной спектрограммы превысит порог $Thresh$, может быть рассчитана по правилу:

$$p_{thr} = e^{-\lambda \cdot Thresh}, \quad (2)$$

где λ – величина обратная средней мощности шума, приходящейся на спектральный отсчет.

Учтем, что энергетическое обнаружение сигнала на основе единичного превышения порога $Thresh$ неэффективно, т.к. при низком пороге регистрируемые превышения будут часто соответствовать интенсивным шумовым выбросам, а повышение порога повлечет частый пропуск отсчётов, принадлежащих слабым целевым радиоизлучениям. Поэтому в расчете на продолжительные радиоизлучения примем правило, при котором для утверждения об обнаружении сигнала достаточно, чтобы среди M идущих подряд контролируемых спектрограмм (окно контроля) в m наблюдались превышающие порог $Thresh$ спектральные отсчёты (число активных спектрограмм).

Если на анализируемой частоте действует лишь шум, то даже при сравнительно низком пороге $Thresh$ количество спектральных отсчетов, превышающих порог среди M смежных спектрограмм, будет, как правило, весьма малым. Однако при большой протяженности наблюдения вследствие случайного стечения обстоятельств обязательно будут проявляться участки (группы спектрограмм), на которых количество превышений порога $Thresh$ окажется значительным, что приведет к ошибочному решению о появлении в эфире слабого узкополосного сигнала. Для события «отдельная ЧВВ шумовых отсчётов объёмом $(1 \times M)$ считается содержащей слабый сигнал» вероятность составит [4]

$$P_{ло}(m, M) = \sum_{k=m}^M C_M^k \cdot p_{thr}^k \cdot (1 - p_{thr})^{M-k}. \quad (3)$$

Пусть анализируемый диапазон частот имеет довольно большую ширину: к примеру, каждая отдельная спектрограмма включает 1000 отсчётов. Тогда при $P_{ло}(m, M) \sim 10^{-4}$ вероятность того, что в текущий момент времени хотя бы на одном из бинов будет принято ложное решение о наличии сигнала составит ~ 0.1 , т.е. в среднем (во всей анализируемой полосе частот) на примерно каждые 10 частотно-временных выборок энергетического спектра будет приходиться ложно обнаруженный сигнал. При этом если учесть, что протяжённость области контроля по времени может составлять многие тысячи ЧВВ, то подобная вероятность ложной тревоги представляется избыточной, хотя попытка существенного её понижения может также оказаться непрактичной, поскольку будет препятствовать обнаружению слабых сигналов.

Из вышесказанного следует, что для рассматриваемой задачи целесообразно обеспечить вероятность ложного обнаружения сигнала по одной частотной выборке из диапазона значений $10^{-7} \leq P_{ло}(m, M) \leq 10^{-5}$. Полученные граничные значения

вероятности $P_{ло}(m, M)$ удобно представить через показатель степени μ в виде $P_{ло} = 10^{-\mu}$; целевые значения показателя μ лежат в диапазоне $\mu = 5...7$.

Для дальнейших исследований целесообразно определить зависимость между параметрами μ , M , m , $Thresh$ и сформировать аппроксимирующее выражение для расчета порога $Thresh$ через допустимую вероятность ложного обнаружения $P_{ло}$ с обеспечением точности, соответствующей практическим потребностям.

4. ПОЛУЧЕНИЕ АППРОКСИМИРУЮЩЕГО ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ ПОРОГА

При необходимости аппроксимации порога $Thresh$ для большого диапазона значений $P_{ло}(m, M)$ потребовались бы нелинейные функции, однако представляющую интерес окрестность вероятности $P_{ло} \sim 10^{-6}$ можно считать довольно ограниченной, что позволяет представить соответствующие участки в прямолинейном виде:

$$-\mu = \lg\{P_{ло}(m, M)\} \approx c_{m1} \cdot m + c_{m2}, \quad (4)$$

где c_{m1} , c_{m2} – коэффициенты линейной аппроксимации, зависящие от ширины окна контроля M и вероятности p_{thr} .

Исследования показали, что можно предложить следующий вид анализируемых зависимостей:

$$c_{m1}(p_{thr}) = c_{m1}(x) = c_{x1} \cdot x + c_{x2}, \quad (5)$$

$$c_{m2}(p_{thr}) = c_{m2}(x) = c_{x3} \cdot x^2 + c_{x4} \cdot x + c_{x5}, \quad (6)$$

где переменная x представляет собой натуральный логарифм от вероятности превышения порога $Thresh$:

$$x = \ln(p_{thr}) = -\lambda \cdot Thresh. \quad (7)$$

Допустимость аппроксимации (4)-(7) для достаточно широкого набора параметров демонстрируется набором графиков, представленным на рисунке 2, где цветными линиями показаны реальные зависимости $\lg\{P_{ло}(m, M)\}$, а чёрным цветом – прямые, соответствующие аппроксимации (4). Отметим, что для вероятностей $p_{thr} = 0.1, 0.3$ качество аппроксимации снижается, но наблюдаемая погрешность с позиции практики допустима.

Анализ зависимости коэффициентов c_{m1} и c_{m2} от ширины окна контроля M показал, что достаточную практическую точность формирования обеспечивает аппроксимация:

$$c_{m1} = c_0 \cdot x + y_1(M), \quad c_{m2} = y_2(M) \cdot x + y_3(M), \quad (8)$$

где
$$y_1(M) = a_2 \cdot M^2 + a_1 \cdot M + a_0, \quad (9)$$

$$y_2(M) = b_1 \cdot M + b_0, \quad (10)$$

$$y_3(M) = d_1 \cdot M + d_0, \quad (11)$$

а используемый набор констант включает $a_2 = -8.95 \cdot 10^{-4}$, $a_1 = 0.058$, $a_0 = -1.14$, $b_1 = 0.12$, $b_0 = 4.2$, $c_0 = 0.28$, $d_1 = 0.017$, $d_0 = 0.54$.

Из соотношений (4), (7)-(11) несложно получить итоговое аппроксимирующее выражение для порога обнаружения:

$$Thresh = \frac{\mu + m \cdot (a_2 \cdot M^2 + a_1 \cdot M + a_0) + b_1 \cdot M + b_0}{\lambda \cdot (m \cdot c_0 + d_1 \cdot M + d_0)}. \quad (12)$$

Результаты проверки работоспособности этого утверждения для случая $\mu = 6$ и для различных комбинаций параметров M , m представлены на рисунке 3.

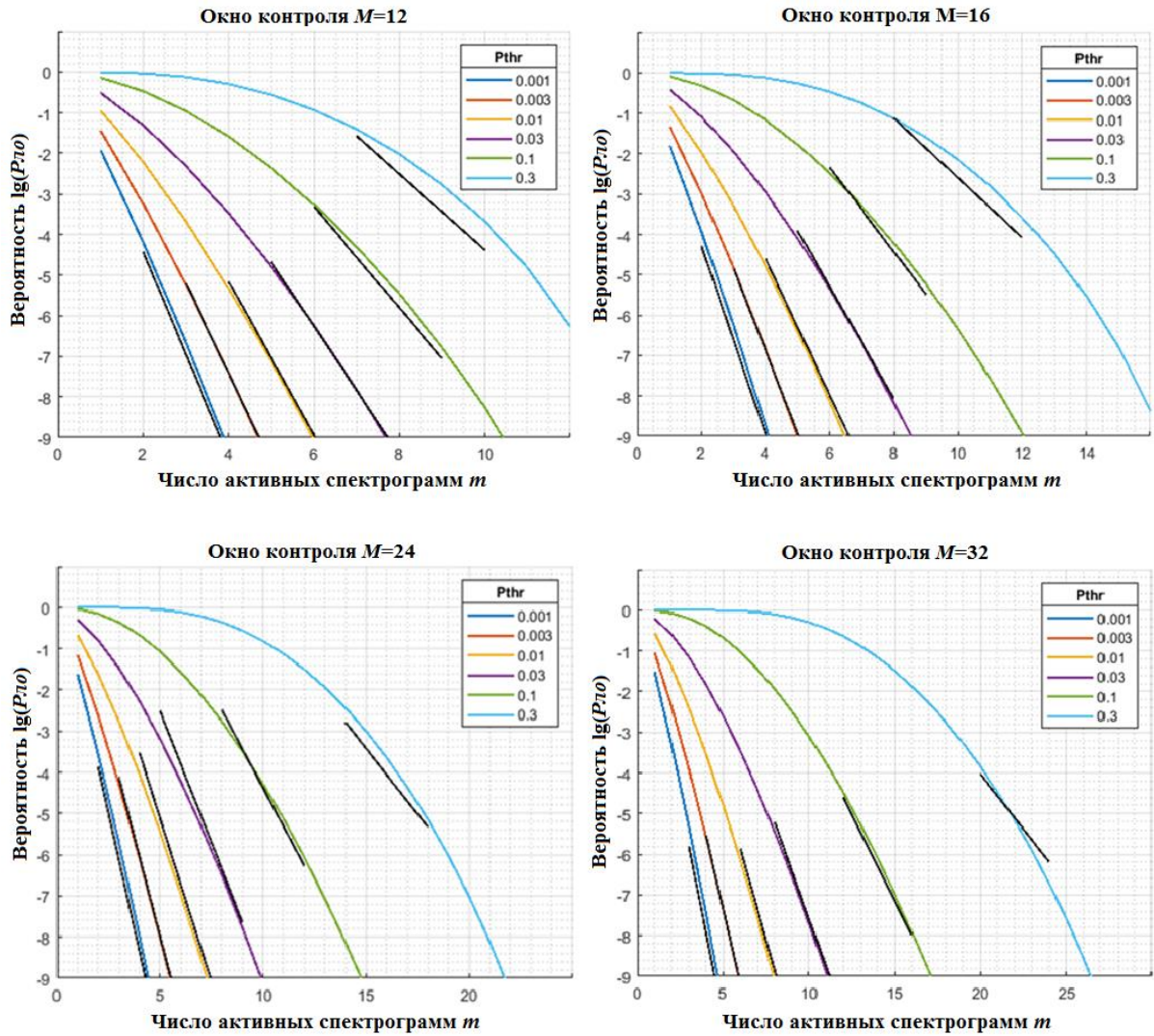


Рис. 2. Зависимости $\lg\{P_{ло}(m, M)\}$ и соответствующие им аппроксимирующие прямые

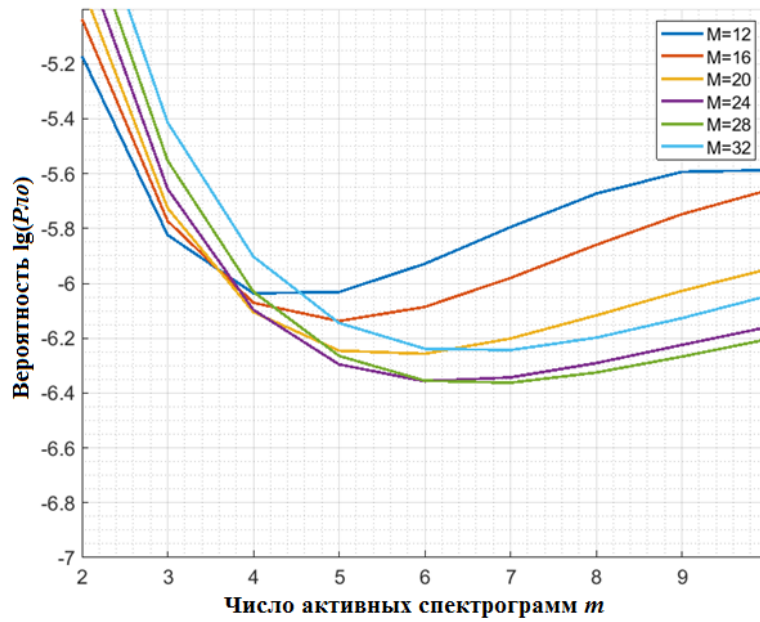


Рис. 3. Характер соответствия вероятности ложного обнаружения требованию $\mu = 6$ при расчёте порога обнаружения по правилу (12)

Отметим, что формально требование $P_{ло} = 10^{-6}$ выполняется лишь в относительно небольшом диапазоне значений m ; наиболее перспективными являются значения близкие к $m \approx M/4$, в окрестностях которых повышение $P_{ло}$ носит довольно плавный характер. При этом вероятность p_{thr} превышения порога $Thresh$ отдельным отсчетом очередной спектрограммы для $M \geq 16$ составляет не менее 0.005 и повышается до 0.01-0.02 при ширине окна контроля $M > 24$.

5. АНАЛИЗ УЧАСТКОВ С СИГНАЛЬНЫМИ ОТСЧЁТАМИ

Для сигнальных участков спектрограмм, обладающих большей мощностью, чем шумовые отсчёты, вероятность превышения порога $Thresh$ оказывается большей, чем p_{thr} . Анализ вероятности пропуска сигналов при $p_{thr} > 0.05$ для случая $M = 20$ показан на рисунке 4. Перед исследованием этого графика отметим, что при вероятности ложного обнаружения $P_{ло} = 10^{-6}$ и $m = 5$ правило (12) даёт $\lambda \cdot Thresh \approx 4.8$ ($p_{thr} \approx 0.008$). При отношении сигнал-шум по мощности $h^2 = 3$ получаем $p_{thr} \approx 0.30$, что в соответствии с рисунком 4 даёт вероятность пропуска узкополосного сигнала $P_{nc} \approx 25\%$. Аналогично, для $h^2 = 4$ получаем $p_{thr} \approx 0.38$ и $P_{nc} < 10\%$.

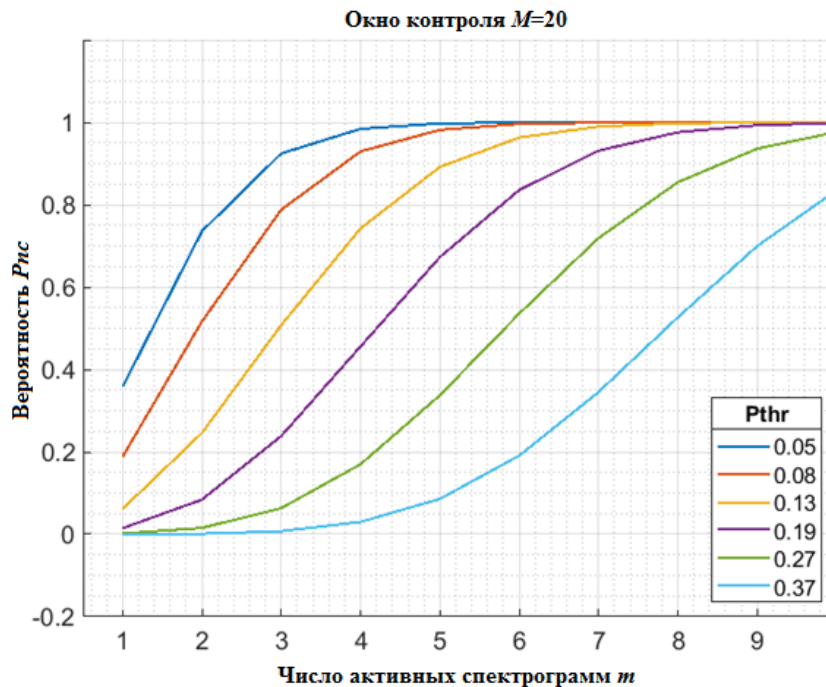


Рис. 5. Вероятность пропуска полезного сигнала по m из $M = 20$ спектрограмм для совокупности фиксированных вероятностей превышения порога p_{thr}

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применительно к задаче обнаружения слабых узкополосных сигналов предложен критерий обнаружения, базирующийся на фиксации в пределах окна контроля (т.е. внутри набора из смежных по времени спектрограмм) нескольких превышений энергетического порога. При правильно подобранном сочетании параметров, включая ширину окна контроля M , количество превышений порога m и высоту самого энергетического порога, предложенный подход обеспечивает уверенное обнаружение радиоизлучений низкой интенсивности при весьма малой вероятности ложной тревоги $10^{-7} \leq P_{ло}(m, M) \leq 10^{-5}$. В работе обоснован способ выбора уровня энергетического

порога и предложены аппроксимирующие выражения для расчета этого порога при количестве смежных обрабатываемых спектрограмм $M = 12 \dots 40$. Рассмотренный подход к выявлению продолжительных узкополосных радиоизлучений может быть рекомендован к применению в широкополосных комплексах радиоконтроля.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рембовский А. М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А. Автоматизированные системы радиоконтроля и их компоненты / под ред. А. М. Рембовского. – М.: Горячая линия-Телеком, 2017. – 424 с.
2. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / под ред. А.М. Рембовского. Изд. 4-е, перераб. и доп. М.: Горячая линия-Телеком, 2015. – 640 с.
3. Измерение занятости радиочастотного спектра в системах радиомониторинга: монография / под ред. А.Б. Токарева. – Воронеж: ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет», 2016. – 227 с.
4. Вентцель Е.С., Овчаров Л.А. Теория вероятностей и ее инженерные приложения. – М.: Наука, 1988. – 480 с.

REFERENCES

1. Rembovsky A. M., Ashikhmin A. V., Kozmin V.A. Avtomatizirovannyye sistemy radiokontrolya i ikh komponenty [Automated radio monitoring systems and their components]. Moscow, Hotline-Telecom, 2017. – 424 p. (in Russian).
2. Rembovsky A. M., Ashikhmin A. V., Kozmin V.A. Radiomonitoring: tasks, methods, means. Moscow, Hotline-Telecom, 2015. – 640 p. (in Russian).
3. Measuring the radio frequency spectrum occupancy in a radio monitoring system: monograph; by ed. A.B. Tokarev. Voronezh, FSBEI HE «Voronezh State Technical University», 2016. – 227 p. (in Russia).
4. Ventzel E.S., Ovcharov L.A. Probability theory and its engineering applications. Moscow, Science, 1988. – 480 p.

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ ГРАНИЦ РАДИОСИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ОПЕРАТОРА МНОГОМЕРНОГО МАТРИЧНОГО ОКНА

М. Л. Артемов¹, М. П. Сличенко¹, С. П. Трушин^{1,2}

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

²Воронежский государственный университет, Воронеж, Россия

Аннотация. В работе предложен оператор многомерного матричного окна и соответствующее ему статистическое правило адаптивного обнаружения угла прямоугольной сигнальной области на частотно-временной панораме. Получено точное аналитическое выражение для распределения решающей статистики обнаружения, вероятностей ложной тревоги и пропуска сигнала. Реализация предложенного подхода позволит обнаруживать и различать радиосигналы радиолиний современных стандартов в условиях сложной электромагнитной обстановки, характеризующейся взаимным наложением частотно-временных областей сигналов различных радиолиний при априорной неопределенности относительно уровня шума. В общем случае данный подход позволяет обрабатывать многомерные случайные поля различной природы.

Ключевые слова: характеристики обнаружения; спектрограмма; обнаружение радиосигналов.

STATISTICAL CHARACTERISTICS OF RADIO SIGNAL BOUNDARY DETECTION BASED ON THE MULTIDIMENSIONAL MATRIX WINDOW OPERATOR

M. L. Artemov¹, M. P. Slichenko¹, S. P. Trushin^{1,2}

¹JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

²Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The paper proposes a multidimensional matrix window operator and a corresponding statistical rule for adaptive detection of the corner of a rectangular signal region in a time-frequency panorama. An exact analytical expression is obtained for the distribution of the decisive detection statistics, the probabilities of false alarms and missed signals. The implementation of the proposed approach will make it possible to detect and distinguish radio signals from radio links of modern standards in a complex electromagnetic environment characterized by mutual overlap of frequency-time domains of signals from different radio links with a priori uncertainty regarding the noise level. In general, this approach allows you to process multidimensional random fields of various natures.

Keywords: detection characteristics, spectrogram, radio signal detection.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время большинство задач теории обнаружения радиосигналов разработаны применительно к одномерным радиосигналам в частотной либо во временной областях. Известные пороговые методы обнаружения границ радиосигналов основаны на оценке уровня шума и определении отсчётов радиосигнала, превышающих пороговый уровень [1, 2].

Применительно к задачам обнаружения радиосигналов современных стандартов радиолиний передачи данных (РЛПД) (в том числе широкополосных радиолиний передачи видеоданных, например, с беспилотных летательных аппаратов (БПЛА))

широко применяются аналитические и нейросетевые методы обработки изображений, такие как выделение границ на трехмерном сигнальном водопладе в пространстве «частота-время-энергия». Однако такие методы не ориентированы на обнаружение радиосигналов и не позволяют обеспечить требуемые достоверность обнаружения и точность оценивания параметров сигналов, достигаемые в случае одномерных сигналов методами статистического Байесовского оценивания в рамках информационной метрики Фишера.

В частности, с развитием методов обработки изображений, в фундаментальных работах [3-6] предложены методы поиска границ объектов на изображении, основанные на том, что именно в границе объектов сконцентрирована информация об их форме. В случае, когда форма объекта близка к многоугольнику (что справедливо для частотно-временных изображений широкого класса радиосигналов), информация о таких объектах сосредоточена в областях углов объекта. Основой для многочисленных известных аналитических алгоритмов [7-12] поиска углов объектов на изображении является их итерационность (рекурсивность) с нефиксированным заранее точным временем выполнения, что не обеспечивает требуемой оперативности решения задач радиомониторинга.

Применение искусственных нейронных сетей для решения задачи обнаружения и идентификации структур сигналов как объектов на изображении не ориентированы на работу в реальной высокочастотной и насыщенной радиоэлектронной обстановке, характеризуемой интенсивной флуктуацией параметров радиосигналов и изменением параметров радиолиний. Принципиальная трудность в создании актуального полного и достоверного эталонного описания радиотехнических параметров обнаруживаемых радиолиний определяет необходимость создания высоко универсальных и адаптивных алгоритмов идентификации радиолиний, что значительно ограничивает спектр применения нейросетевого подхода для решения обозначенных задач.

Исследования авторов показали, что решение обозначенной задачи обнаружения возможно методами статистической радиотехники за счет разработки специализированного операторного подхода, модифицирующего широко применяемые операторы Робертса, Прюитта, Собеля и Канни [3-6] в области обработки изображений на случай многомерных радиосигналов.

Предлагаемый подход на основе многомерного матричного окна позволяет достигать потенциальные характеристики, аналогичные классическим методам обнаружения одномерных сигналов на основе статистического Байесовского обнаружения случайных полей и оценивания их параметров в рамках информационной метрики Фишера.

2. ОПЕРАТОР МНОГОМЕРНОГО МАТРИЧНОГО ОКНА

Частотно-временную спектрограмму представим в виде черно-белого изображения размером $N \times M$, где N - число временных интервалов (число столбцов изображения), M - число точек быстрого преобразования Фурье (БПФ) (число строк изображения). Введем оператор с матрицей

$$C = \begin{pmatrix} c_{00} & c_{01} & c_{02} \\ c_{10} & c_{11} & c_{12} \\ c_{20} & c_{21} & c_{22} \end{pmatrix}, \quad c_{ji} = \sum_{m=f+iF_w}^{f+(i+1)F_w} \sum_{n=t+jT_w}^{t+(j+1)T_w} I_{nm}, \quad (1)$$

который далее будем называть оператором многомерного матричного окна.

Элементы c_{ji} представляют собой ячейку данных размером F_w отсчетов (пикселей) по частоте и T_w отсчетов (пикселей) по времени; индексы $i, j \in [0, 2]$,

$i, j \in \mathbb{Z}$; f - номер текущего пикселя по частоте (номер строки), $f \in [0, M-1], f \in \mathbb{Z}$; t - номер текущего пикселя по времени (номер столбца), $t \in [0, N-1], t \in \mathbb{Z}$; $I_{nm} = |S_{nm}|^2$ - интенсивность пикселя; \dot{S}_{nm} - комплексный отсчет БПФ; $|\cdot|$ - оператор взятия модуля. Чтобы подчеркнуть отличие c_{11} от остальных ячеек окна и подчеркнуть особую значимость данного элемента оператора в определении угла, введем обозначение: $X = c_{11}$.

Рассмотрим случай обнаружения прямоугольного объекта, представляющего импульс радиосигнала в частотно-временной области. Решение об обнаружении угла прямоугольного объекта на изображении будем принимать при выполнении условия (2) – при обнаружении верхнего левого угла; (3) – верхнего правого; (4) – нижнего левого; (5) – нижнего правого:

:

$$\frac{X}{\max(c_{10}, c_{00}, c_{01})} > h, \quad (2)$$

$$\frac{X}{\max(c_{01}, c_{02}, c_{12})} > h, \quad (3)$$

$$\frac{X}{\max(c_{21}, c_{20}, c_{10})} > h, \quad (4)$$

$$\frac{X}{\max(c_{12}, c_{22}, c_{21})} > h, \quad (5)$$

где h - порог обнаружения, определяемый в соответствии с заданным статистическим критерием оптимальности обнаружения (например, критерием Неймана-Пирсона).

Не нарушая общности последующего анализа, будем рассматривать случай обнаружения верхнего левого угла и соответствующий ему сегмент матрицы (1) оператора матричного окна,

$$\begin{pmatrix} c_{00} & c_{01} & \dots \\ c_{10} & X & \dots \\ \dots & \dots & \dots \end{pmatrix}. \quad (6)$$

На рисунке 1 проиллюстрирован принцип работы оператора многомерного матричного окна в рассматриваемом случае, где стрелками обозначены направления роста энергии сигнала между ячейками.

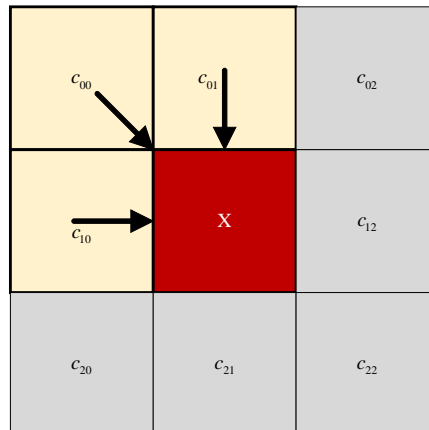


Рис. 1. Принцип работы оператора многомерного матричного окна (стрелками обозначены направления роста энергии сигнала между ячейками)

Далее найдем закон распределения решающей статистики обнаружения, соответствующего правилу (1).

3. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ РЕШАЮЩЕЙ СТАТИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ

Величины $c_{10}, c_{00}, c_{01}, X$ являются случайными и статистически независимыми [13] (ввиду взаимного не пересечения множеств отсчетов, соответствующих ячейкам окна).

Найдем плотность вероятности знаменателя выражения (2). Пусть $M = \max(c_{10}, c_{00}, c_{01})$, тогда при статистической независимости справедливо равенство

$$F_M(x) = P\{M < x\} = P\{c_{10} < x\} P\{c_{00} < x\} P\{c_{01} < x\}. \quad (7)$$

Здесь P - вероятность события, $F_M(x)$ – функция распределения (ФР) случайной величины (СВ) M ,

$$F_M(x) = \int_{-\infty}^x W_M(y) dy, \quad (8)$$

$W_M(y)$ - плотность вероятности (ПВ) величины M .

При одинаковом распределении компонент c_{00}, c_{10}, c_{01} , нетрудно показать, что ПВ случайной величины M имеет вид:

$$W_M(y) = 3W_c(y)(F_c(y))^2, \quad (10)$$

где $W_c(y)$ - одинаковая ПВ статистически независимых компонент c_{00}, c_{10}, c_{01} , $F_c(y)$ – их ФР.

На основании свойства инвариантности дифференциала вероятности плотность вероятности величины $\xi = X/M$ может быть записана как [14]:

$$W_\xi(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} W_X(xy) W_M(y) y dy, \quad (11)$$

где $W_X(x)$ - есть ПВ случайной величины (СВ) X .

В случае, если компонента оператора X не содержит сигнала, то распределение совпадает с компонентами c_{00}, c_{10}, c_{01} , и выражение для плотности вероятности (11) решающей статистики принимает вид

$$W_\xi(x) = 3 \int_{-\infty}^{+\infty} W_c(xy) W_c(y) (F_c(y))^2 y dy. \quad (12)$$

Видно, что распределение решающей статистики отличается от обобщенного закона Фишера-Снедекора [14], описывающего адаптивный энергетический обнаружитель [15]. Это обусловлено сложной структурой события, вероятность которого описывается выражением (7), из-за многомерности используемого оператора.

Пусть имеется две статистические гипотезы относительно наличия сигнала в ячейке X : H_0 - сигнал отсутствует; H_1 - сигнал присутствует. Тогда вероятности ошибок первого и второго рода [16] соответственно имеют вид:

$$P_{\text{лт}} = \int_h^{+\infty} W_\xi(x|H_0) dx = 3 \int_h^{+\infty} \left(\int_{-\infty}^{+\infty} W_c(xy) W_c(y) (F_c(y))^2 y dy \right) dx, \quad (13)$$

$$P_{ЛС} = \int_{-\infty}^h W_{\xi}(x|H_1) dx = 3 \int_{-\infty}^h \left(\int_{-\infty}^{+\infty} W_X(xy) W_c(y) (F_c(y))^2 y dy \right) dx. \quad (14)$$

Нетрудно показать, что характеристики обнаружения инвариантны относительно неизвестной интенсивности аддитивного гауссовского шума.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе предложен оператор многомерного матричного окна и соответствующее ему статистическое правило адаптивного обнаружения угла прямоугольной сигнальной области на частотно-временной панораме. Получено точное аналитическое выражение для распределения решающей статистики обнаружения, вероятностей ложной тревоги и пропуска сигнала. Выражения могут быть использованы при решении задач радиомониторинга источников радиоизлучения.

Предлагаемый подход на основе многомерного матричного окна позволяет достигать потенциальные характеристики, аналогичные классическим методам обнаружения одномерных сигналов на основе статистического Байесовского обнаружения случайных полей и оценивания их параметров в рамках информационной метрики Фишера.

Реализация предложенного подхода позволит обнаруживать и различать радиосигналы РЛПД современных стандартов в условиях сложной электромагнитной обстановки, характеризующейся взаимным наложением частотно-временных областей сигналов различных радиолиний при априорной неопределенности относительно уровня шума. В общем случае данный подход позволяет обрабатывать многомерные случайные поля различной природы.

ЛИТЕРАТУРА

1. 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
2. Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Сличенко М.П. Обнаружение и пеленгование источников радиоизлучений в рамках теории статистической радиотехники // Радиотехника. 2016. № 5. С. 4-18.
3. Sobel I., Feldman G. «A 3x3 Isotropic Gradient Operator for Image Processing», 1968
4. J. M. S. Prewitt, "Object enhancement and extraction," Picture Processing and Psychopictorics, B. Lipkin and A. Rosenfeld, Eds., New York: Academic Press, 1970, pp. 75-149.
5. L. G. Roberts, "Machine Perception of Three-Dimensional Solids," Optical and Electro-Optical Information Processing, J. T. Tippett, et al., Eds., May 1965
6. Canny, J., A Computational Approach To Edge Detection, IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 8(6):679-698, 1986
7. Miroslav Trajković, Mark Hedley Fast Corner Detection, Image and Vision Computing 16(2):75-87, 1998
8. Bronislav Příbyl, Alan Chalmers, Pavel Zemčík, Lucy Hooberman Evaluation of Feature Point Detection in High Dynamic Range Imagery, Journal of Visual Communication and Image Representation 38(2):141-160, 2016
9. S. M. Smith and J. M. Brady, "SUSAN-A New Approach to Low Level Image Processing," International Journal of Computer Vision, Vol. 23, No. 1, 1997, pp. 45-78
10. Edward Rosten FASTER and better: A Machine Learning Approach to Corner Detection, IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence 32(1):105-19, 2010

11. A. Rattarangsi and R. T. Chin, "Scale-based detection of corners of planar curves," *Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, Vol. 14, 1992, pp. 430–4.
12. Xiao Chen He, Nelson H. C. Yung Corner detector based on global and local curvature properties, *Optical Engineering* 47(5), 2008
13. Колмогоров А. Н. - Основные понятия теории вероятностей. – М.: Фазис, 1998. – 130 с.
14. Сличенко М.П. – Обобщенные распределения хи-квадрат и Фишера-Синдекора в задачах обнаружения источников радиоизлучения // *Теория и техника радиосвязи*. 2022. № 3. С. 45–51.
15. Сличенко М.П. Многоканальный энергетический обнаружитель неизвестных квазидетерминированных радиосигналов // *Теория и техника радиосвязи*. 2014. № 3. С. 49-56.
16. Тихонов В.И. – Оптимальный прием сигналов - М.: Радио и связь, 1983. - 320 с.

REFERENCES

1. Artemov M.L., Borisov V.I., Makovy V.A., Slichenko M.P. Automated control systems, radio communications and electronic warfare. Fundamentals of theory and construction technology. Under. ed. M.L. Artemova. M.: Radio engineering, 2021.
2. Artemov M.L., Afanasyev O.V., Slichenko M.P. Detection and direction finding of radio emission sources within the framework of the theory of statistical radio engineering // *Radio engineering*. 2016. No. 5. P. 4-18.
3. Sobel I., Feldman G. "3x3 isotropic gradient operator for image processing," 1968.
4. J. M. S. Prewitt, "Object Refinement and Retrieval," *Image Processing and Psychopictorics*, B. Lipkin and A. Rosenfeld, eds., New York: Academic Press, 1970, pp. 75–149.
5. L. G. Roberts, "Machine Perception of Three-Dimensional Solids," *Optical and Electro-Optical Information Processing*, J. T. Tippett et al., Eds., May 1965.
6. Canny J. A computational approach to edge detection. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 8(6):679–698, 1986.
7. Miroslav Trajkovic, Mark Headley. Fast corner detection, *image computing, and visual computing*. 16(2):75-87, 1998.
8. Bronislav Przybyl, Alan Chalmers, Pavel Zemczyk, Lucy Huberman. Evaluating feature point detection in high dynamic range images, *Journal of Visual Communication and Image Representation* 38(2): 141-160, 2016.
9. S. M. Smith and J. M. Brady, "SUSAN—A New Approach to Low-Level Image Processing," *International Journal of Computer Vision*, Vol. 23, No. 1, 1997, pp. 45-78.
10. Edward Rosten FASTER and BETTER: A machine learning approach to corner detection, *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence* 32(1):105-19, 2010.
11. A. Rattarangsi and R. T. Chin, "Scale-Based Angle Detection of Planar Curves," *Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, Vol. 14, 1992, pp. 430–4.
12. Xiao Chen He, Nelson H. C. Jung Angle detector based on global and local curvature properties, *Optical Engineering* 47 (5), 2008.
13. Kolmogorov A. N. - Basic concepts of probability theory. – М.: Fazis, 1998. – 130 p.
14. Slichenko M.P. – General distributions of chi-square and Fisher-Syndecor in problems of detecting radio emission sources // *Theory and technology of radio communications*. 2022. No. 3. pp. 45–51.
15. Slichenko M.P. Multichannel electrical generator of unknown quasi-deterministic radio signals // *Theory and technology of radio communications*. 2014. No. 3. P. 49-56.
16. Tikhonov V.I. – Optimal signal reception – М.: Radio and Communications, 1983. – 320 p.

РЕЗУЛЬТАТЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ГРАНИЦ РАДИОСИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ОПЕРАТОРА МНОГОМЕРНОГО МАТРИЧНОГО ОКНА

М. Л. Артемов¹, М. П. Сличенко¹, С. П. Трушин^{1,2}

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

²Воронежский государственный университет, Воронеж, Россия

Аннотация. В работе проанализированы результаты применения оператора многомерного матричного окна к частотно-временным выборкам радиосигналов различной структуры, представленных в виде черно-белых изображений. Продемонстрирована эффективность предложенного подхода для решения задач обнаружения сигналов. Предлагаемый подход на основе многомерного матричного окна позволяет достигать потенциальные характеристики, аналогичные классическим методам обнаружения одномерных сигналов на основе статистического Байесовского обнаружения случайных полей и оценивания их параметров в рамках информационной метрики Фишера. В общем случае данный подход позволяет обрабатывать многомерные случайные поля различной природы.

Ключевые слова: энергетическое обнаружение радиосигналов; поиск частотно-временных границ радиосигналов; спектрограмма.

RESULTS OF RADIO SIGNAL BOUNDARY DETECTION BASED ON THE MULTIDIMENSIONAL MATRIX WINDOW OPERATOR

M. L. Artemov¹, M. P. Slichenko¹, S. P. Trushin^{1,2}

¹JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

²Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The paper analyzes the results of applying the multidimensional matrix window operator to time-frequency samples of radio signals of various structures, presented in the form of black-and-white images. The effectiveness of the proposed approach for solving signal detection problems is demonstrated. The proposed approach based on a multidimensional matrix window allows achieving potential performance similar to classical methods for detecting one-dimensional signals based on statistical Bayesian detection of random fields and estimating their parameters within the framework of the Fisher information metric. In general, this approach allows you to process multidimensional random fields of various natures.

Keywords: energy detection of radio signals; search for time-frequency boundaries of radio signals; spectrogram.

1. ВВЕДЕНИЕ

В работе [1] предложен оператор многомерного матричного окна и соответствующее ему статистическое правило адаптивного обнаружения угла прямоугольной сигнальной области на частотно-временной панораме. Получено точное аналитическое выражение для распределения решающей статистики обнаружения, вероятностей ложной тревоги и пропуска сигнала. Реализация предложенного подхода позволит обнаруживать и различать радиосигналы радиолиний современных стандартов в условиях сложной электромагнитной обстановки, характеризующейся взаимным наложением частотно-временных областей сигналов различных радиолиний при

априорной неопределенности относительно уровня шума. В общем случае данный подход позволяет обрабатывать многомерные случайные поля различной природы.

Частотно-временную spectrogramму представим в виде черно-белого изображения размером $N \times M$, где N - число временных интервалов (число столбцов изображения), M - число точек быстрого преобразования Фурье (БПФ) (число строк изображения). Тогда матрица оператора многомерного матричного окна

$$C = \begin{pmatrix} c_{00} & c_{01} & c_{02} \\ c_{10} & c_{11} & c_{12} \\ c_{20} & c_{21} & c_{22} \end{pmatrix}, \quad c_{ji} = \sum_{m=f+iF_w}^{f+(i+1)F_w} \sum_{n=t+jT_w}^{t+(j+1)T_w} I_{nm}, \quad (1)$$

где элементы c_{ji} представляют собой ячейку данных размером F_w отсчетов (пикселей) по частоте и T_w отсчетов (пикселей) по времени; индексы $i, j \in [0, 2]$, $i, j \in \mathbb{Z}$; f - номер текущего пикселя по частоте (номер строки), $f \in [0, M-1]$, $f \in \mathbb{Z}$; t - номер текущего пикселя по времени (номер столбца), $t \in [0, N-1]$, $t \in \mathbb{Z}$; $I_{nm} = |\dot{S}_{nm}|^2$ - интенсивность пикселя; \dot{S}_{nm} - комплексный отсчет БПФ; $|\cdot|$ - оператор взятия модуля. Чтобы подчеркнуть отличие c_{11} от остальных ячеек окна и подчеркнуть особую значимость данного элемента оператора в определении угла, введем обозначение: $X = c_{11}$.

Алгоритм нахождения угла четырехугольника на черно-белом изображении (частотно-временной spectrogramме) представляет собой простейшую процедуру, заключающуюся в применении оконного оператора для каждого пикселя изображения и проверке решающего правила обнаружения:

$$\frac{X}{\max(c_{10}, c_{00}, c_{01})} \geq h, \quad (2)$$

$$\frac{X}{\max(c_{01}, c_{02}, c_{12})} \geq h, \quad (3)$$

$$\frac{X}{\max(c_{21}, c_{20}, c_{10})} \geq h, \quad (4)$$

$$\frac{X}{\max(c_{12}, c_{22}, c_{21})} \geq h, \quad (5)$$

где h - порог обнаружения, определяемый в соответствии с заданным статистическим критерием оптимальности обнаружения (например, критерием Неймана-Пирсона). Условие (2) соответствует обнаружению верхнего левого угла; (3) – верхнего правого; (4) – нижнего левого; (5) – нижнего правого.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ ОБНАРУЖЕНИЯ

С аналогово-цифрового преобразователя (АЦП) [2] с частотой дискретизации F_d , за время наблюдения T , принимается временная реализация, содержащая L отсчетов наблюдаемых данных (НД). Временная реализация делится на $N \in \mathbb{Z}$ интервалов по M ($M = 2^K$, $K \in \mathbb{Z}$) точек быстрого преобразования Фурье (БПФ) [3] так что

$$N = \frac{L}{M}. \quad (6)$$

От каждого n -го ($n \in N, n \in \mathbb{Z}$) интервала вычисляется оконное БПФ. В итоге получается матрица \dot{S} размера $N \times M$. Вычислив от каждого \dot{S}_{nm} элемента матрицы

квадрат модуля, получаем энергетическую частотно-временную spectroграмму. Полученную частотно-временную spectroграмму можно представить в виде черно-белого изображения размером $N \times M$ пикселей [4] где каждый пиксель является элементом частотно-временного разрешения, с шириной элемента разрешения по частоте или элементарного частотного канала (ЭЧК) равной

$$\Delta_f = \frac{F_d}{M}, \quad (7)$$

и длительностью элемента разрешения по времени

$$\Delta_t = \frac{M}{F_d}. \quad (8)$$

На рисунке 1А) в качестве примера изображена spectroграмма размером 781×1024 пикселя. На spectroграмме представлен ансамбль широкополосных импульсных радиосигналов, представляющих собой LTE сигнал от вышки сотовой связи. Параметры spectroграммы: с АЦП с частотой дискретизации $F_d = 20$ МГц, за временной интервал 39.9872 мс снималась временная реализация, содержащая $L = 799744$ отсчетов НД. Данная реализация разбивалась на 781 интервал по 1024 точки, на каждый из интервалов накладывалось окно Блэкмана [3] и вычислялся оконный БПФ.

На рисунке 1Б) изображена spectroграмма размером 506×832 пикселя. На spectroграмме представлены импульсные радиосигналы длительностью 10 мс с линейной перестройкой частоты, полученных с генератора векторных сигналов. Параметры spectroграммы: с АЦП с частотой дискретизации $F_d = 20$ МГц, за временной интервал $26,5289$ мс снималась временная реализация, содержащая $L = 518144$ отсчетов НД. Реализация проходила через полосовой цифровой фильтр, встроенный в АЦП, с полосой пропускания $16,250$ МГц. Данная реализация разбивалась на 506 интервал по 1024 точки, на каждый из интервалов накладывалось окно Блэкмана и вычислялся оконный БПФ. Каждый интервал БПФ обрезался под полосу пропускания фильтра и формировалось итоговое изображение.

На рисунке 1В) в качестве примера изображена spectroграмма размером 1171×1024 пикселя. На spectroграмме представлен ансамбль широкополосных импульсных радиосигналов, представляющих собой LTE сигнал от вышки сотовой связи, так же на рисунке изображены импульсы передачи видео от беспилотного летательного аппарата (БпЛА) на пульт управления. Параметры spectroграммы: с АЦП с частотой дискретизации $F_d = 20$ МГц, за временной интервал $61,3941$ мс снималась временная реализация, содержащая $L = 1199104$ отсчетов НД. Данная реализация разбивалась на 781 интервал по 1024 точки, на каждый из интервалов накладывалось окно Блэкмана и вычислялся оконный БПФ.

На рисунке 1Г) изображена spectroграмма размером 1953×1024 пикселя. На spectroграмме представлены импульсные радиосигналы, представляющие собой сигналы управления и телеметрии БпЛА. Параметры spectroграммы: с АЦП с частотой дискретизации $F_d = 20$ МГц, за временной интервал $102,3934$ мс снималась временная реализация, содержащая $L = 1999872$ отсчетов НД. Данная реализация разбивалась на 1953 интервала по 1024 точки, на каждый из интервалов накладывалось окно Блэкмана и вычислялся оконный БПФ.

На рисунках 2А), 2Б), 2В), 2Г) представлены черно-белые изображения, содержащие частотно-временную spectroграмму и результат нахождения углов с помощью оператора многомерного матричного окна. При $h = 20$, $F_w = 10$, $T_w = 10$. Треугольником обозначен левый верхний угол; ромбом – левый нижний угол; пятиконечной звездой – правый верхний угол; точкой – правый нижний угол. Ввиду

неопределенности точного положения угла, отметка о наличии угла выставлялась ровно по центру оператора многомерного матричного окна. Рисунок 2А) – результат применения оконного оператора к частотно-временной выборке 1А); рисунок 2Б) – к выборке 1Б); рисунок 2В) – к выборке 1В); рисунок 2Г) – к выборке 1Г).

Видно, что независимо от частотно-временных и энергетических параметров сигналов предлагаемый подход на основе оператора многомерного матричного окна позволяет с высокой достоверностью определять границы сигналов (вершины четырехугольных частотно-временных областей). Проведенный авторами анализ многочисленных результатов обнаружения границ радиосигналов в рамках предлагаемого статистического подхода позволяет сделать вывод, что такие важные для процесса обнаружения факторы, как изменения интенсивности шума по частоте и времени, различная плотность сигнальных отсчетов и изменение их уровня в пределах импульса сигнала не оказывают определяющего влияния на показатели эффективности обнаружения. Исследования подтверждают, что подход демонстрирует работоспособность в условиях сложной электромагнитной обстановки, характеризуемой взаимным наложением частотно-временных границ различных сигналов.

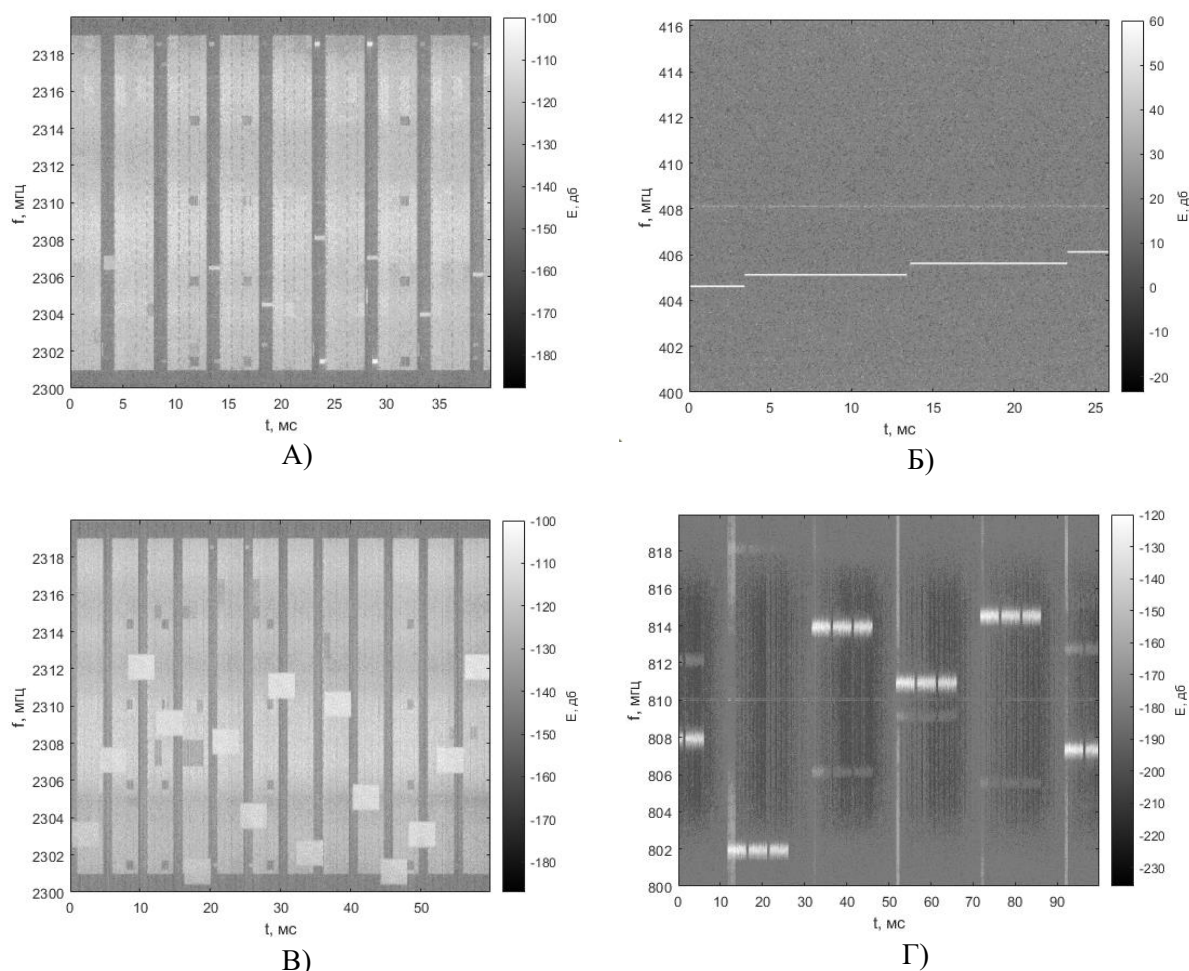


Рис. 1. Спектрограмма

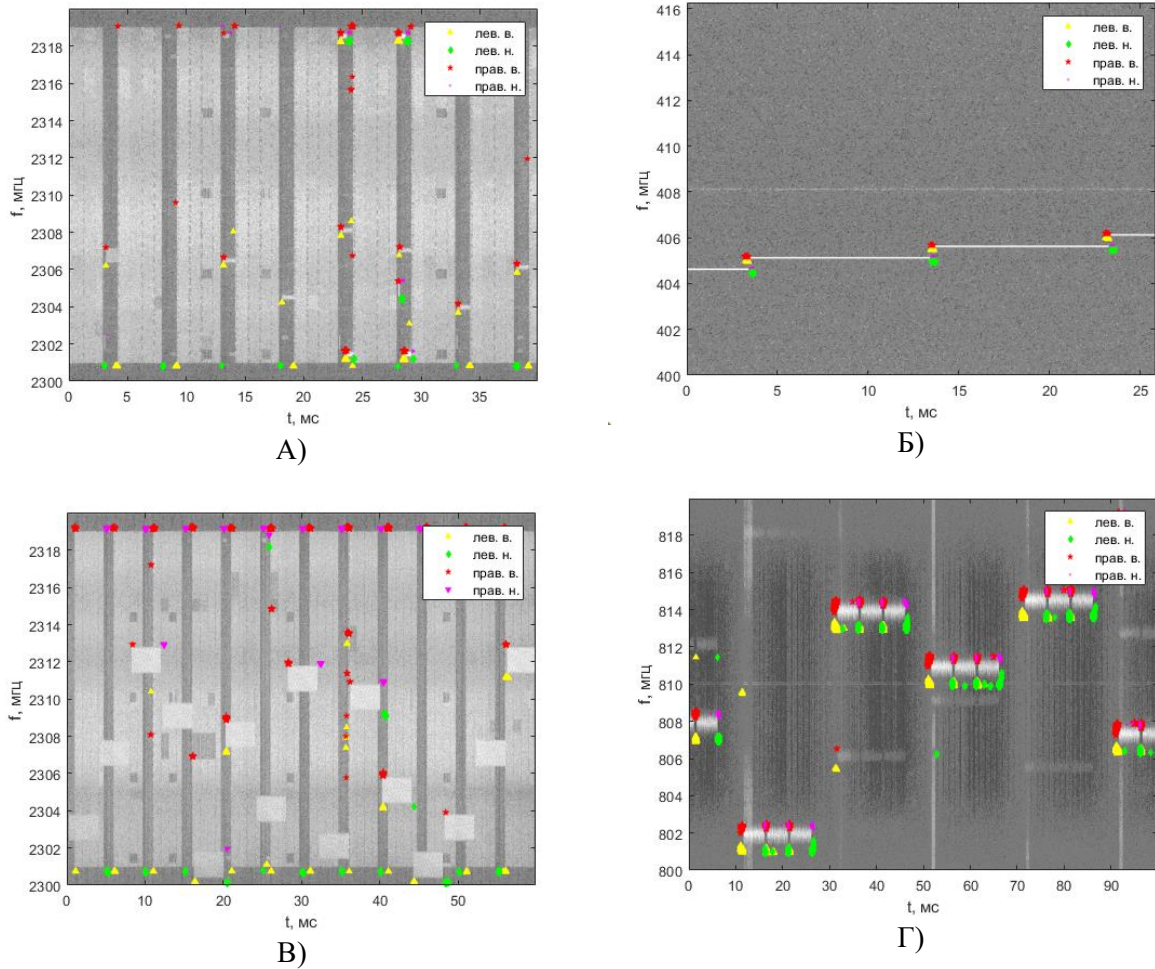


Рис. 2. Результат применения оператора многомерного матричного окна

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе проанализированы результаты применения оператора многомерного матричного окна к частотно-временным выборкам радиосигналов различной структуры. Продемонстрирована эффективность предложенного подхода для решения задач обнаружения сигналов.

Предлагаемый подход на основе многомерного матричного окна позволяет достигать потенциальные характеристики, аналогичные классическим методам обнаружения одномерных сигналов на основе статистического Байесовского обнаружения случайных полей и оценивания их параметров в рамках информационной метрики Фишера.

Реализация предложенного подхода позволит обнаруживать и различать радиосигналы радиолиний современных стандартов в условиях сложной электромагнитной обстановки, характеризующейся взаимным наложением частотно-временных областей сигналов различных радиолиний при априорной неопределенности относительно уровня шума. В общем случае данный подход позволяет обрабатывать многомерные случайные поля различной природы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Артемов М.Л, Сличенко М.П., Трушин С.П. Статистические характеристики обнаружения границ радиосигналов на основе оператора многомерного матричного окна (в этом сборнике)
2. Кестер У. - Аналогово-цифровое преобразование - М.: Техносфера, 2007. - 1019 с
3. Айфичер Э., Джервис Б. – Цифровая обработка сигналов, практический подход - М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2004. - 992 с.
4. Вудс Р., Гонсалес Р., Эддинс С. – Цифровая обработка изображений в среде MATLAB – М.: «Техносфера» - 2006, 616 с.

REFERENCES

1. Artemov M.L., Slichenko M.P., Trushin S.P. Statistical characteristics of radio signal boundary detection based on the multidimensional matrix window operator (in this paper)
2. Kester U. - Analog-to-digital conversion - M.: Tekhnosphere, 2007. - 1019 p.
3. Ayficher E., Jervis B. – Digital signal processing, a practical approach - M.: LLC “I.D. Williams”, 2004. - 992 p.
4. Woods R., Gonzalez R., Eddins S. – Digital image processing in the MATLAB environment – M.: “Technosphere” - 2006, 616 p.

АУТЕНТИФИКАЦИЯ СООБЩЕНИЙ НА ОСНОВЕ КЭШИРОВАНИЯ В ПРОМЫШЛЕННЫХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ

И.А. Сорокин, С.В. Шахтанов

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

Аннотация. В статье произведён анализ промышленных систем управления (industrial control systems, ICS), часто использующих недостаточный механизм аутентификации. Проверка целостности полученных сообщений и их принадлежности к легитимным источникам позволяет предотвратить проникновение вредоносных данных или спуфинговых команд управления со стороны злонамеренных деструктивных воздействий. Однако ключевой проблемой систем управления является внедрение аутентификации сообщений для различных моделей связи ICS, включая многоадресную или широкоэвещательную рассылку, при скорости передачи команд, которая может достигать порядка тысяч сообщений в секунду при условии жёстких ограничений на время ожидания. Например, некоторые команды в ICS для защиты от внешних воздействий в интеллектуальных сетях должны быть доставлены в течение 2 миллисекунд, что исключает применение криптографии с открытым ключом. В статье предлагаются два облегчённых варианта аутентификации сообщений, при которых выполняются предварительные вычисления и кэширование для аутентификации будущих сообщений: СМА и её многоадресный вариант СММА. С(М)МА, при минимальных предварительных вычислениях и коммуникационных накладных расходах, исключает все криптографические операции для источника после передачи сообщения и все дорогостоящие криптографические операции для адресатов после получения сообщения. С(М)МА учитывает профиль срочности (или вероятности) набора будущих сообщений для ещё более быстрой проверки наиболее критичных по времени (или вероятности) сообщений. В статье рассматривается возможность применения С(М)МА в ICS на основе интеллектуальных сетей систем автоматизации управления и контроля силовых трансформаторных подстанций.

Ключевые слова: промышленная система управления, аутентификация сообщений, многоадресная рассылка.

CACHING-BASED MESSAGE AUTHENTICATION IN INDUSTRIAL CONTROL SYSTEMS

I. A. Sorokin, S.V. Shakhtanov

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

Abstract. The article analyzes industrial control systems (ICS), which often use an insufficient authentication mechanism. Verifying the integrity of received messages and their belonging to legitimate sources helps prevent the penetration of malicious data or spoofing control commands from malicious destructive influences. However, a key challenge for control systems is the implementation of message authentication for various ICS communication models, including multicast or broadcast, at command rates that can reach on the order of thousands of messages per second, subject to tight latency constraints. For example, some commands in ICS for smart grid security must be delivered within 2 milliseconds, which precludes the use of public key cryptography. The paper proposes two lightweight message authentication options that perform pre-computation and caching to authenticate future messages: CMA and its multicast variant CMMA. C(M)MA, with minimal precomputation

and communication overhead, eliminates all cryptographic operations for the source after the message is transmitted and all expensive cryptographic operations for the destinations after the message is received. C(M)MA takes into account the urgency (or probability) profile of a set of future messages to allow even faster screening of the most time-critical (or probability) messages. The article discusses the possibility of using C(M)MA in ICS based on intelligent networks of automation systems for control and monitoring of power transformer substations.

Keywords: industrial control system, message authentication, multicast.

1. ВВЕДЕНИЕ

В промышленных системах управления (industrial control systems, ICS) возможность контроля и анализа управляющими устройствами того, что пакеты были получены исполнительным устройством и не изменены в процессе передачи, является критически важной для надежной и безопасной работы. С другой стороны, многие ICS требуют передачи сообщений с малой задержкой большим объемом, что создаёт значительные трудности при интеграции механизмов безопасности в сеть. Согласно рекомендациям IEEE Power and Energy Society, периодическое обновление статуса и автоматическое управление защитой на промышленной силовой трансформаторной подстанции интеллектуальной сети, например, управление автоматическим выключателем при перегрузке по току, требует времени отклика 1-2 мс, включая все задержки, связанные с прохождением пакета по сети, обработкой сигнала управления и включает до 4000 сообщений в секунду [1, 2].

В связи с этим жёстким требованием наиболее популярного стандарта МЭК 61850, применяемого для автоматизации силовых энергетических объектов и подстанций [3, 4] используется многоадресная рассылка на канальном уровне для обмена информацией о чрезвычайных событиях с сотнями подобных устройств.

В системах связи «точка-точка» возможно применение метода с добавлением к каждому пакету кода аутентификации сообщения (MAC) с использованием общего секретного ключа, что позволяет адресату выполнить такую проверку. Несмотря на низкую стоимость вычислений, такие подходы симметричной криптографии с групповым ключом небезопасны для широковещательной и многоадресной передачи данных, поскольку любой адресат, владеющий общим секретным ключом, может выдать себя за источник и передать ложные пакеты. Для предотвращения этой атаки необходимо использовать парные симметричные ключи. Однако при использовании парных симметричных ключей источнику придется генерировать отдельный код аутентификации MAC для каждого пункта назначения, что увеличивает вычислительную нагрузку линейно с ростом числа пунктов назначения. Другими недостатками являются сложность распределения ключей и накладные расходы на их хранение. Следовательно, необходимо искать асимметрию между источником и пунктами назначения.

Цифровые подписи широко используются для многоадресной и широковещательной рассылки сообщений, поскольку подписание пакета закрытым ключом позволяет проверить его любому субъекту, обладающим соответствующим открытым ключом. Действительно, цифровые подписи безопасны для аутентификации многоадресных сообщений и обладают дополнительными свойствами, такими как защита аутентификации. Стандарт IEC 62351-6 рекомендует использовать RSA-подписи для аутентификации GOOSE-сообщений стандарта IEC 61850 [5]. Однако общим недостатком цифровых подписей являются дорогостоящие вычисления, такие как модульное экспонирование (RSA) [6], скалярное умножение на эллиптической кривой (ECDSA) [7] и криптографическое сопряжение, которые вносят большие накладные

расходы на подписание и проверку, особенно на устройствах с ограниченными ресурсами (например, на устаревших устройствах ICS). Существуют и другие методы создания асимметрии между источником и пунктом назначения при сохранении вычислительной эффективности симметричной криптографии. Для аутентификации обновлений в протоколах маршрутизации использовались хэш-цепочки [8] и понятие отложенного раскрытия ключа [5, 6]. Эти методы создают временную асимметрию между источником и пунктом назначения. Таким образом, достигается публичная проверка истинности, не прибегая к дорогостоящей асимметричной криптографии. Однако одним из основных недостатков отложенного раскрытия ключей является то, что адресаты не могут проверить сообщение до тех пор, пока не будет раскрыт соответствующий ключ. Очевидно, что задержка прохождения информации в несколько циклов обмена сообщениями неприемлема для критичных по времени ICS.

Помимо ограничений, ICS-сообщения имеют некоторые особенности, связанные с предметной областью, такие как структурированное и предсказуемое содержание сообщений. Сообщения ICS семантически фрагментированы на predetermined поля, каждое из которых имеет относительно небольшой набор возможных значений. Некоторые поля сообщения содержат заранее определенные значения, такие как идентификаторы, номера последовательностей и сроки действия, известные источнику задолго до отправки сообщения. Другие поля могут содержать измерения, постоянно колеблющиеся вокруг определенных значений, или несколько двоичных флагов, указывающих на срочные команды/оповещения. Значения измерений могут быть в значительной степени предсказуемы благодаря почти постоянному базовому значению, в то время как двоичные значения срочных команд дают лишь ограниченное число возможных исходов. Ограниченная энтропия сообщений ICS может быть использована для ускорения аутентификации сообщений.

2. ВЕРОЯТНОСТНЫЕ МОДЕЛИ УГРОЗ

В данной работе оценивается несколько базовых подходов к кэшированию, которые предварительно вычисляют и хранят криптографические доказательства:

- часть информации для проверки источника и целостности сообщения
- для потенциальных будущих сообщений.

Эти относительно примитивные конструкции несут значительные предварительные вычисления и коммуникационные накладные расходы, чтобы минимизировать затраты после передачи сообщения (post-message). Далее рассматривается аутентификация сообщений на основе кэширования (СМА) и ее многоадресный вариант - аутентификация многоадресных сообщений на основе кэширования (СММА). При заданном наборе потенциальных будущих сообщений, обе схемы предварительно вычисляют и кэшируют криптографические доказательства для набора возможных сообщений, тем самым создавая кэш для аутентификации сообщений. В предлагаемых схемах используются аутентифицированные структуры данных, что позволяет снизить накладные расходы, возникающие при использовании базовых схем. В частности, применяется хэш-дерево Хаффмана (ННТ) для обеспечения более быстрой проверки срочных или вероятных сообщений по сравнению с относительно устойчивыми ко времени или менее вероятными сообщениями. С(М)МА опирается на симметричные ключи, поэтому не страдает от недостатков асимметричной криптографии. СМА основана на MAC и подходит для одноадресной передачи данных или небольшого числа пунктов назначения. В СММА используется адаптация отложенного раскрытия ключей. Таким образом, его накладные расходы не зависят от количества пунктов назначения, что делает его пригодным для многоадресной и широковещательной передачи данных, однако метод требует свободной синхронизации

времени. Несмотря на отложенное раскрытие ключей, СММА не страдает от задержки раскрытия, характерной для подобных схем.

В ICS обеспечение целостности и аутентичности сообщений является критически важным для защиты от угроз. Например, проверка того, что команды или сообщения были инициированы только доверенными устройствами и не были изменены неавторизованной стороной, позволяет предотвратить атаки с внедрением вредоносных команд и ложных данных. В электросетевых системах, как и во многих других, своевременная связь между устройствами, является обязательным условием.

В модернизированных электросетевых системах для регулярного обновления состояния и передачи срочных управляющих сообщений используется протокол IEC 61850 GOOSE (Generic Object Oriented Substation Event) – многоадресный протокол связи. На канальном уровне между заранее определенной группой устройств, например, интеллектуальными электронными устройствами (IED) и программируемыми логическими контроллерами (PLC) организуются постоянные каналы связи. Сообщения об обновлении состояния передаются как регулярно, так и по требованию, при каждом обновлении состояния или измерений устройства энергосистемы, а сообщения для распространения событий, таких как перегрузка, по току и автоматическое управление защитой (например, размыкание автоматических выключателей), требуют очень короткой задержки 1-2 мс [1, 4]. Помимо задержки при передаче сообщений между устройствами, сложной задачей является также требование пропускной способности. Например, протокол IEC 61850 SV (Sampled Value) имеет практически идентичную структуру сообщений и коммуникационную модель, но передается с постоянной и гораздо более высокой скоростью (например, 4000 сообщений/с) [3, 4].

При вероятности внешнего вмешательства, типичные удаленные злоумышленники рассматриваются как вероятные организаторы атак с ложным внедрением данных [6], при этом злоумышленники имеют след в системе (например, через скомпрометированный VPN канал и вредоносное ПО) [8]. Такие удалённые злоумышленники могут инжектировать произвольные пакеты и наблюдать за сетевым трафиком. Однако они не могут манипулировать конфигурацией устройств (например, устанавливать вредоносное программное обеспечение), поскольку конфигурирование устройств ICS обычно осуществляется через локальные последовательные соединения. Для борьбы с этой моделью угроз необходимо разработать механизм аутентификации сообщений, который будет иметь минимальные накладные расходы даже при многоадресном трафике и при этом будет эффективен для верификаторов. Такой механизм защиты должен быть развернут на ICS-устройствах или на устройствах *Bump-in-the-wire* (BITW) перед ними. Отметим, что устройства BITW не являются адресными и, следовательно, недоступны для удаленных злоумышленников в нашей области.

В общем случае данный подход к снижению задержки при аутентификации ICS-сообщений предполагает предварительный расчёт и кэширование криптографических доказательств для потенциальных будущих сообщений. Такая стратегия может быть реализована, если время и содержание сообщений ICS в некоторой степени предсказуемы. Хотя мы рассматриваем ICS в целом, в конкретном случае обсуждается энтропия сообщений ICS на конкретном примере IEC 61850 GOOSE.

Как показано на рисунке 1, блок данных протокола GOOSE (PDU) состоит из ссылки на управляющий блок GOOSE (`gocbRef`), двухбайтового поля `timeAllowedtoLive`, определяющего время жизни сообщения, идентификатора включенного набора данных (`datSet`), идентификатора GOOSE (`goID`), 8-байтовой временной метки (`t`), номера состояния (`stNum`), номера последовательности (`sqNum`), который увеличивается на единицу или обнуляется при передаче каждого пакета, тестовый бит, ревизии

конфигурации (confRev) и необходимости ввода в эксплуатацию (ndsCom), а также количество записей данных, определяемых пользователем (numDatSetEntries) [8].

```

GOOSE
  APPID: 0x03e8 (1000)
  Length: 185
  Reserved 1: 0x0000 (0)
  Reserved 2: 0x0000 (0)
  goosePdu
    gocbRef: LIED11MEAS/LLN0$Measurement
    timeAllowedtoLive: 3000
    datSet: LIED11MEAS/LLN0$Measurement
    goID: LIED11MEAS/LLN0$Measurement
    t: May 9, 2019 07:41:32.528999984 UTC
    stNum: 1
    sqNum: 0
    test: False
    confRev: 1
    ndsCom: False
    numDatSetEntries: 10
    allData: 10 items
  
```

Рис. 1. Блок данных протокола GOOSE (PDU)

3. ПОДХОДЫ НА ОСНОВЕ БАЗОВОГО КЭШИРОВАНИЯ

Для соблюдения жёстких ограничений на задержку (на рисунке 2 показано как «порог задержки») простым решением является использование облегченных криптографических MAC без необходимости предсказания сообщений. Такие методы, основанные на симметричной криптографии, обеспечивают очень быструю аутентификацию сообщений при одноадресной передаче, однако в случае многоадресной или широковещательной передачи источник должен вычислять криптографические доказательства отдельно для каждого получателя (используя парные общие секретные ключи), что увеличивает время вычислений линейно с ростом числа получателей. Такая настройка без предварительных вычислений показана на рисунке 2, строка (a), а её производительность приведена в таблице 1.

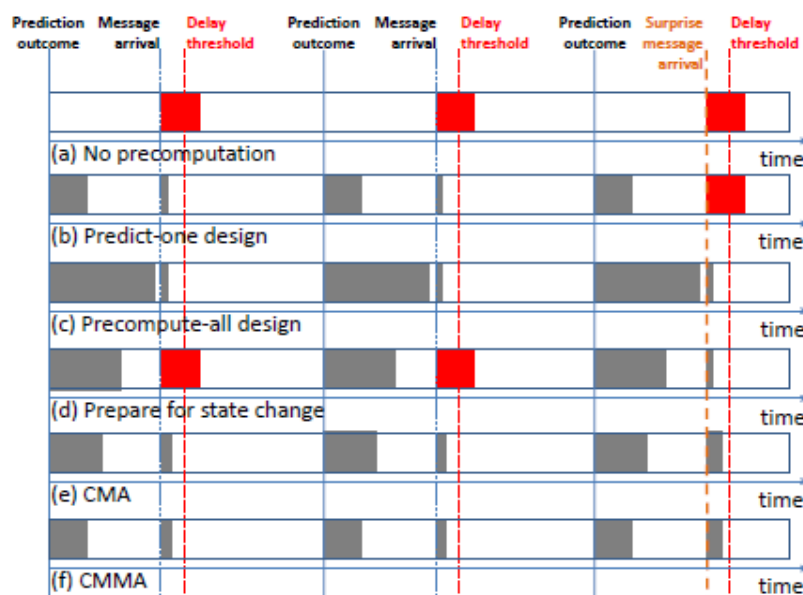


Рис. 2. Нагрузка на обработку и задержки пакетов при различных вариантах исполнения. Масштабирование не отражает истинных значений.

Таблица 1. Анализ сложности.

Проектирование	Безопасное хеширование в постсообщении	Безопасное хеширование у администратора	Безопасное хеширование у абонента	Расходы на соединение
Предварительные вычисления отсутствуют	$2N$	$2N \times R1$	$2R1$	$N \times R1$
Предварительное вычисление одно	~ 0	$2N \times R2$	$2R1$	$N \times R1$
Предварительные вычисления все	0	$2N \times 2^k \times R2$	$2R1$	$N \times R1$
Изменённое состояние	$2N$	$2N \times (R1 + 2^k \times R2)$	$2R1$	$N \times R1$
СМА w/ МНТ	0	$(2N + 2^{k_u + 1} - 1) \times R2$	$(k + 3) \times R1$	$N \times (k + 2) \times R1$
СМА w/ ННТ	0	$(2N + 2^{k_u + 1} - 1) \times R2$	$(D + 3) \times R1$	$N \times (D + 2) \times R1$
СММА w/ МНТ	0	$(3 + 2^{k_u + 1}) \times R2$	$(k + 5) \times R1$	$(k + 3) \times R1$
СММА w/ ННТ	0	$(3 + 2^{k_u + 1}) \times R2$	$(D + 5) \times R1$	$(D + 3) \times R1$

В таблице 1 принято:

N : количество абонентов, k : количество непредсказуемых двоичных полей, k_u : количество непредсказуемых двоичных полей в срочном сообщении ($k_u < k$), $R1$: скорость поступления сообщений, $R2$: 1/время работы, D : глубина истинного сообщения.

Как уже говорилось ранее, периодические сообщения GOOSE, как правило, могут допускать некоторую задержку, в то время как своевременная доставка срочных управляющих сообщений (вызванных неожиданным событием, например отказом автоматического выключателя) является критически важной. В данной работе источник всегда кэширует криптографические доказательства только для таких срочных сообщений. Хотя нагрузка на предварительные вычисления для срочных сообщений все еще экспоненциально растет с ростом числа двоичных полей в срочном сообщении ($\sim N \times 2^k \times R2$), она все же ниже, чем при схеме с предварительными вычислениями для всех сообщений, поскольку такие срочные сообщения содержат меньшее число непредсказуемых двоичных полей, то есть $k_u < k$. Первые два сообщения на рисунке 2(d) являются периодическими сообщениями, не содержащими изменений состояния. Поэтому источник вынужден генерировать криптографическое доказательство для фактического сообщения после его поступления, что приводит к задержке, эквивалентной задержке при отсутствии предварительных вычислений. При поступлении срочного сообщения, как в третьем случае, задержка значительно меньше, поскольку криптографическое доказательство уже кэшировано.

Хотя базовые подходы могут быть полезны в определенных условиях, для уменьшения задержки аутентификации сообщений, они опираются на большие объемы предварительных вычислений. При этом нагрузка на предварительные вычисления и связь резко возрастает с увеличением числа непредсказуемых двоичных полей и количества пунктов назначения. Далее рассматривается использование аутентифицированных деревьев и их интеграцию с отложенным раскрытием ключей, что приводит к уменьшению нагрузки и задержек, как показано на рисунке 2(e)-(f).

4. АУТЕНТИФИКАЦИЯ СООБЩЕНИЙ НА ОСНОВЕ КЭШИРОВАНИЯ (МНОГОАДРЕСНАЯ РАССЫЛКА)

Используя аутентифицированные структуры данных, С(М)МА уменьшает нагрузку на предварительные вычисления и накладные расходы на связь. Вместо того, чтобы вычислять криптографические доказательства отдельно для каждого сообщения, источник строит двоичное дерево на множестве приоритетных сообщений и использует корень дерева в качестве совокупного результата приоритизации. Этот корень передается адресату (адресатам) на этапе подготовки сообщения. Таким образом, вместо того чтобы передавать каждое возможное или приоритетное будущее сообщение и соответствующие им доказательства по отдельности, источник кэширует двоичное дерево, затем передает его корень (и доказательство для его аутентификации), который служит публичными метаданными для аутентификации истинного сообщения при условии, что истинное сообщение находится среди набора приоритетных сообщений. Для аутентификации корня используется MAC, а также адаптация протокола TESLA [7].

По аналогии с построением кодов с минимальной избыточностью [2, 3], хэш-дерево Хаффмана (ННТ) строится на возможных сообщениях таким образом, чтобы ожидаемая глубина листа, соответствующего истинному сообщению, была минимальной. Для этого глубина листа, соответствующего определенному сообщению, устанавливается равной длине кодирования этого сообщения в коде Хаффмана. Как показано на рисунке 3, при такой настройке приоритетные сообщения (например, $m_{i,1}$) располагаются ближе к корню. Поскольку хэш-дерево Меркла (МНТ) является частным случаем ННТ, когда частоты или профили допустимых задержек различных сообщений равны, мы приводим наш пример на ННТ. При реализации ННТ наиболее вероятные сообщения, такие как ожидаемые измерения, или, наоборот, наиболее строгие по задержке сообщения (например, определенные предупреждения) могут быть размещены ближе к корню.

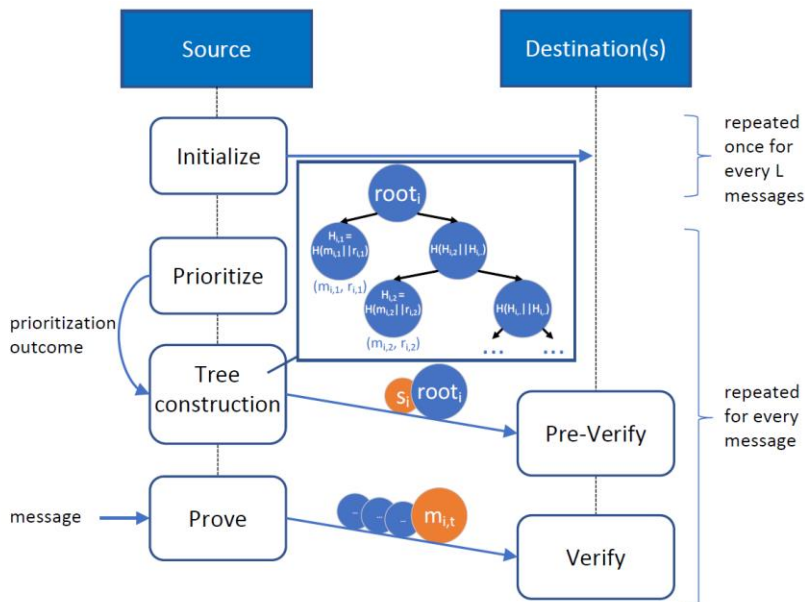


Рис. 3. Модель С(М)МА. $m_{i,1}$ - наиболее строгое (или вероятное) сообщение с задержкой, за ним следует $m_{i,2}$

Использование двоичных деревьев для объединения результатов приоритизации в одно значение корня снижает коммуникационные и вычислительные затраты источника. Однако в соответствующих выражениях сложности в таблице 1 по-прежнему присутствует множитель N , поскольку криптографическое доказательство целостности

корня генерируется отдельно для каждого адресата. В условиях многоадресной рассылки, чтобы избежать вычисления MAC-адресов отдельно для каждого адресата, необходимо ввести источник асимметрии между источником и адресатами. Асимметрия гарантирует, что пункты назначения могут только проверять результаты расстановки приоритетов, но не генерировать для них достоверные доказательства. Мы используем адаптацию протокола TESLA [5] для введения временной асимметрии, полагаясь при этом на разумное предположение, что в интеллектуальной сети пункты назначения слабо синхронизированы по времени с источником.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенная схема аутентификации СМА и ее многоадресный вариант СММА как схемы аутентификации сообщений на основе кэширования, которые используют ограниченную энтропию ICS-сообщений, чтобы практически исключить задержку передачи после получения сообщения. С(М)МА подходит для протоколов ICS, таких как IEC 61850, где критичные по времени сообщения состоят в основном из предопределенных или предсказуемых данных. Она основана на симметричной криптографии, поэтому является вычислительно эффективной и не страдает от задержки раскрытия ключей, характерной для схем с задержкой раскрытия ключей, несмотря на использование их временной асимметрии. Показано, что С(М)МА является легкой альтернативой цифровым подписям для сообщений с низкой энтропией. Кроме того, С(М)МА может быть использована в сочетании с цифровыми подписями для снижения ожидаемых накладных расходов на аутентификацию сообщений в ICS.

ЛИТЕРАТУРА

1. Федеральный закон от 26.07.2017 N 187-ФЗ «О безопасности критической информационной инфраструктуры Российской Федерации» [Электронный ресурс] // КонсультантПлюс. – URL: https://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_220885/ (дата обращения 06.02.2024).
2. ГОСТ Р 56205-2014 IEC/TS 62443-1-1:2009 Сети коммуникационные промышленные. Защищенность (кибербезопасность) сети и системы. Часть 1-1. Терминология, концептуальные положения и модели [Электронный ресурс] // АНО МЦК: центр сертификации и стандартизации. – URL: <https://files.stroyinf.ru/Index/582/58241.htm> (дата обращения: 06.02.2024).
3. Абрамова Т.В., Аралбаев Т.З., Аралбаева Г.Г., Галимов Р.Р. Метод оперативного прогнозирования и ранжирования рисков информационной безопасности на основе ассоциативного подхода // Вопросы развития современной науки и практики в период становления цифровой экономики. – СПб.: СПбГЛТУ, 2018. – 300 с.
4. Алейнов Ю.В. Метод повышения эффективности обнаружения сетевых атак неизвестного типа путем внедрения ложных целей в состав сети [Электронный ресурс] // Доклады ТУСУР. – 2014. – №2 (32). – С. 40-43. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/metod-povysheniya-effektivnosti-obnaruzheniya-setevyih-atak-neizvestnogo-tipa-putem-vnedreniya-lozhnyh-tseley-v-sostav-seti> (дата обращения: 10.02.2024).
5. Васильев В.И., Шамсутдинов Р.Р. Интеллектуальная система анализа инцидентов информационной безопасности (на основе методологии SIEM-систем с применением механизмов иммунокомпьютинга) // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. – 2019. – №1 (7). – С. 536-547.

6. Кибербезопасность промышленных предприятий под угрозой [Электронный ресурс] // ИКС Медиа. – URL: <http://www.iksmedia.ru/news/5394915-Kiberbezopasnost-promyshlennyx-pred.html> (дата обращения: 12.02.2024).
7. Первый международный стандарт в области промышленного интернета вещей утверждён на основе российских разработок [Электронный ресурс] // Росстандарт. – URL: https://www.gost.ru/portal/gost/home/presscenter/news/newsRST/?portal:isSecure=true&navigationalstate=JBPNS_rO0ABXczAAZhY3Rpb24AAAABAA5zaW5nbGVOZXdzVmllldwACaWQAAAABAAQ4NDg5AAdfX0VPR19f&portal:componentId=88beae40-0e16-414c-b176-d0ab5de82e16 (дата обращения: 02.02.2024).
8. Сычугов А.А. Информационная система оперативного обнаружения опасных состояний промышленных объектов // Известия ТулГУ. Технические науки. – 2021. – № 10. – С. 401-406.

REFERENCES

1. Federal Law of 26.07.2017 N 187-FZ "On the security of critical information infrastructure of the Russian Federation". [Electronic resource] // ConsultantPlus. - URL: https://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_220885/ (date of circulation 06.02.2024).
2. GOST R 56205-2014 IEC/TS 62443-1-1:2009 Industrial communication networks. Security (cybersecurity) of networks and systems. Part 1-1. Terminology, conceptual provisions and models [Electronic resource] // ANO ICN: certification and standardization center. - URL: <https://files.stroyinf.ru/Index/582/58241.htm> (date of reference: 06.02.2024).
3. Abramova T.V., Aralbaev T.Z., Aralbaeva G.G., Galimov R.R. Method of operational forecasting and ranking of information security risks on the basis of associative approach // Issues of development of modern science and practice in the period of digital economy formation. - SPb.: SPbGLTU, 2018. - 300 с.
4. Aleynov, Yu.V. Method of increasing the detection efficiency of network attacks of unknown type by introducing false targets into the network composition [Electronic resource] // TUSUR Reports. - 2014. - №2 (32). - С. 40-43. - URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/metod-povysheniya-effektivnosti-obnaruzheniya-setevykh-atak-neizvestnogo-tipa-putem-vnedreniya-lozhnyh-tseley-v-sostav-seti> (date of access: 10.02.2024).
5. Vasiliev, V.I.; Shamsutdinov, R.R. Intelligent system of information security incident analysis (based on SIEM-systems methodology with application of immunocomputing mechanisms) // Modeling, optimization and information technologies. - 2019. - №1 (7). - С. 536-547.
6. Cybersecurity of industrial enterprises under threat [Electronic resource] // IKS Media. - URL: <http://www.iksmedia.ru/news/5394915-Kiberbezopasnost-promyshlennyx-pred.html> (date of address: 12.02.2024).
7. The first international standard in the field of industrial Internet of things is approved on the basis of Russian developments [Electronic resource] // Rosstandart. - URL: https://www.gost.ru/portal/gost/home/presscenter/news/newsRST/?portal:isSecure=true&navigationalstate=JBPNS_rO0ABXczAAZhY3Rpb24AAAABAA5zaW5nbGVOZXdzVmllldwACaWQAAAABAAQ4NDg5AAdfX0VPR19f&portal:componentId=88beae40-0e16-414c-b176-d0ab5de82e16 (date of access: 02.02.2024).
8. Sychugov, A.A. Information system of operative detection of dangerous states of industrial objects // Izvestiya TulSU. Technical sciences. - 2021. - № 10. - С. 401-406.

ВОССТАНОВЛЕНИЕ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ МЕТОДОМ ИНТЕРПОЛЯЦИИ ЕСТЕСТВЕННЫМ КУБИЧЕСКИМ СПЛАЙНОМ С АНАЛИЗОМ ГРАНИЧНЫХ УСЛОВИЙ

А.В. Лубенцов

Воронежский институт ФСИН России, Воронеж, РФ

Аннотация. Работа посвящена проблеме восстановления цифрового сигнала путем подбора аппроксимирующего сплайна. Показана важность предварительного анализа граничных условий, построения модели минимизации ошибок на границах и стыках элементов сплайнов. Доказано гарантированное достижение необходимой точности, простота модели и быстрота обработки.

Ключевые слова: цифровой сигнал, аппроксимация сигнала, сплайн.

RESTORATION OF DIGITAL SIGNALS BY INTERPOLATION BY A NATURAL CUBIC SPLINE WITH THE ANALYSIS OF BOUNDARY CONDITIONS

A.V. Lubentsov

Voronezh institute of the federal penitentiary service of Russia, Voronezh, Russia

Abstract. The work is devoted to the problem of restoring a digital signal by selecting an approximating spline. The importance of preliminary analysis of boundary conditions and the construction of a model for minimizing errors at the boundaries and joints of spline elements is shown. The guaranteed achievement of the required accuracy, simplicity of the model and speed of processing have been proven.

Keywords: digital signal, signal approximation, spline.

1. ВВЕДЕНИЕ

Восстановление функциональной зависимости на основе дискретного набора чисел является одним из важных вопросов не только вычислительной математики, но и прикладных исследований, например, в радиотехнике в процессе описания, восстановления и упаковки сигналов. В простейшем случае сигнал задается в виде списка (базы данных) с двумя переменными (x) ; $k = 0; 1; 2; \dots; n$, принадлежащий интервалу $[a; b]$. Идентификация зависимости $y(x)$ при увеличении n с помощью интерполяционных, сталкивается с различными проблемами, избежать которых можно, применяя сплайны. Теория полиномиальных сплайнов была разработана достаточно давно и представлена в целом ряде учебников, например, [1,2], а также в многочисленных работах, описывающих их практическое применение, в том числе и в работах автора [3-6]. Прежде всего, эти работы анализируют возможности интерполяции различных функциональных зависимостей.

2. ЦЕЛИ РАБОТЫ

Данная работа посвящена разработке аппроксимационных моделей, обеспечивающих построение кубических сплайнов в целях описания и сглаживания сигнала.

3. АНАЛИЗ МОДЕЛЕЙ

Рассмотрим несколько современных моделей, описывающих практическую реализацию использования сплайнов для аппроксимации цифровых рядов, в частности цифровых сигналов.

В первой рассматриваемой работе утверждается: «В настоящей работе под сглаживанием ломаной линии подразумевается построение гладкой кривой, которая достаточно точно повторяет форму этой ломаной линии. В качестве гладкой кривой рассматривается составной сплайн, состоящий из нескольких кубических кривых Безье. Порядок кривых Безье выбран таким, чтобы, с одной стороны, обеспечить гладкость сплайна, а с другой — снизить вычислительную сложность алгоритмов при программной реализации.

Разработан метод сглаживания ломаных линий составными сплайнами Безье, автоматически выбирающий количество узлов интерполяции сплайна и их положение на заданной ломаной линии таким образом, чтобы результирующий сплайн проходил достаточно близко к заданной ломаной линии и повторял ее форму с заданной точностью. Разработано программное обеспечение, реализующее предложенный метод.» [7].

Однако, реализация данной модели требует предварительного построения ломаной, что в случае описания сигнала не всегда допустимо по временным параметрам.

В работе [8] авторы аппроксимируют сигнал на неравномерной сетке. «...при автоматизированной обработке результатов измерений в вычислительных системах, вследствие трудностей единого аналитического описания функциональных зависимостей большой размерности естественным образом возникает подход, использующий разбиение областей на сегменты и кусочное описание моделей сигналов. Проблемы выявления реальных зависимостей усложняются, если информация неполная, сильно искажена помехами, функции определены в неравномерных интервалах или носят многоэкстремальный характер и т.д.

Модели кубического сплайна, построенные для неравных интервалов, могут широко использоваться для решения проблем цифровой обработки и восстановления сигналов, поскольку они имеют высокую точность и требуют меньшего количества арифметических операций для определения параметров сплайна» [8].

В работе предлагают использовать метод прогонки, как более экономичный (требует в 35-40 раз меньше операций по сравнению с методом Гаусса и его модификациями). Вместе с тем – это не панацея. Полученные для образа матрицы коэффициентов прогоночные параметры почти всегда невозможно использовать для другого образа, их приходится пересчитывать еще раз.

Востребованность описания данных, в том числе и радиотехнических сигналов, различными моделями на базе сплайнов, подтверждается большим объемом научных публикаций [9,10,11]. Много публикаций посвящено практической реализации сплайн-методов в виде программ для ПК и контроллеров, позволяющих внедрить их применение в различных сферах [12,13,14, 15].

4. ПОСТРОЕНИЕ МОДЕЛИ

Предположим, что на интервале $[a; b]$ существует непрерывная функция $Y(x)$ с непрерывными производными третьего порядка. Представим, что в узловых точках $x_0 = a, x_1, x_2, \dots, x_n = b$, эта функция принимает известные значения, которые равны соответственно $y_0, y_1, y_2, \dots, y_n$.

Рассмотрим возможность восстановления этой функции для всего интервала $[a; b]$ с определенной точностью. Теоретически использование известных интерполяционных полиномов позволяет получить решение задачи со сколь угодно высокой точностью. Однако накопление вычислительных ошибок при достаточно больших значениях объема выборки N не позволяет добиться желаемых результатов. В этом случае предлагается использовать метод сплайн-интерполяции. Кубические сплайны — это «склеенные» полиномы третьей и меньше степени, имеющие непрерывные вторые производные. Наиболее распространенным является кубический сплайн $S(x)$, определяемый формой полиномов не выше третьего порядка.

$$Y_i(x) = a_i + b_i(x - x_i) + c_i(x - x_i)^2 + d_i(x - x_i)^3, \quad (1)$$

$$i = 1; \dots; N, x_{i-1} \leq x \leq x_i,$$

$$\beta_i = (-2\Delta x_i \beta_{i-1} + 6h_{i+1}) / (4\Delta x_{i+1} + 3\Delta x_i + \alpha_{i-1} 2\Delta x_i), i = 1; \dots; N - 1.$$

$$\Delta x_i = x_i - x_{i-1},$$

$$\Delta y_i = y_i - y_{i-1}$$

$$h_i = g_i - g_{i-1},$$

$$g_i = \Delta y / \Delta x_i$$

Большим преимуществом кубических сплайнов является простота алгоритмов их построения, что обеспечивает их широкое использование во многих прикладных задачах при относительно небольшой погрешности.

Начальные условия.

Начальные условия принимаем классическими, по параметрам непрерывности и гладкости функции.

«Для этого применяем классический метод - постулируем обязательность неразрывности первых двух производных, что подробно описано и обосновано в [5]».

Зададим отсутствие разрывов первой и второй производных функции $Y(x)$ в точках рассматриваемой сетки:

$$a_{i-1} = s_{i-1}(x_{i-1}) = s_i(x_{i-1}) = a_i + b_i(x_{i-1} - x_i) + \frac{c_i}{2}(x_{i-1} - x_i)^2 + \frac{d_i}{6}(x_{i-1} - x_i)^3 \text{ где } i = 2; \dots; N.$$

$$b_{i-1} = s'_{i-1}(x_{i-1}) = s'_i(x_{i-1}) = b_i + c_i(x_{i-1} - x_i) + \frac{d_i}{2}(x_{i-1} - x_i)^2;$$

$$c_{i-1} = s''_{i-1}(x_{i-1}) = s''_i(x_{i-1}) = c_i + d_i(x_{i-1} - x_i); i = 2; \dots; N.$$

Определим, что $Y(x_i) = y(x_i)$,

$$a_i = s_i(x_i) = Y(x_i) = y(x_i); i = 1; \dots; N.$$

Определим, что в точке x_0 начальные значения соответствуют равенству:

$$a_1 + b_1(x_0 - x_1) + \frac{c_1}{2}(x_0 - x_1)^2 + \frac{d_1}{6}(x_1 - x_0)^3 = s_1(x_0) = Y(x_0) = y(x_0).$$

Учитывая заданные характеристики равенство $s_{i+1}(x_i) = Y(x_i)$ истинно

$$a_i = y(x_i); i = 1; \dots; N.$$

Задание значений на границе выборки

На границах выборки возможно задание следующих значений:

1. Построение алгоритма естественного сплайна:

$$Y''(x_0) = Y''(x_N) = 0.$$

2. Определение третьей производной как нулевой:

$$A_i = 2\Delta x_i, B_i = -(4\Delta x_{i+1} + 3\Delta x_i), C_i = 3\Delta x_{i+1}, D_i = 6h_{i+1}$$

$$i = 2; \dots; N-1 \quad (4)$$

И где соответственно

$$h_i = g_i - g_{i-1}, g_i = \Delta y / \Delta x_i$$

Чтобы решить систему (3) из $N-2$ уравнений относительно неизвестных c_i , мы "расширим" ее до n уравнений, включив два соотношения,

$$c_0 = \alpha_0 c_1 + \beta_0, c_{N-1} = \alpha_{N-1} c_N + \beta_{N-1}. \quad (5)$$

Коэффициенты $\alpha_0, \beta_0, \alpha_N, \beta_N$ будет уточнено позже с учетом выбранных граничных условий.

Подставляем выражение для c_0 из (5) в формулу (4), в результате получим

$$A_1(\alpha_0 c_1 + \beta_0) - B_1 c_1 + C_1 c_2 = D_1 \quad (6)$$

откуда следует зависимость первого радикала c_1 на втором радикале c_2

$$c_1 = \alpha_1 c_2 + \beta_1 \quad (7)$$

Где

$$\alpha_1 = C_1 / (B_1 - A_1 \alpha_0), \beta_1 = (A_1 \beta_0 - D_1) / (B_1 - A_1 \alpha_0)$$

Аналогично, подставляя c_1 из (7) в формулу (6) мы получаем выражение, из которого мы можем идентифицировать $c_2 = \alpha_2 c_3 + \beta_2$. Далее, используя метод индукции, мы находим i -й радикал

$$c_i = \alpha_i c_{i+1} + \beta_i, i = 1; \dots; N-1, \quad (8)$$

с известными коэффициентами

$$\alpha_i = C_i / (B_i - A_i \alpha_{i-1}), \beta_i = (A_i \beta_{i-1} - D_i) / (B_i - A_i \alpha_{i-1}),$$

$$i = 1; \dots; N-1 \quad (9)$$

После подстановки коэффициентов уравнения (4) A_i, B_i, C_i, D_i в решение (9) и преобразуя, мы получаем

$$\alpha_i = -3\Delta x_{i+1} / (4\Delta x_{i+1} + 3\Delta x_{i+2} + \Delta x_i \alpha_{i-1}), i = 1; \dots; N-1, \quad (10)$$

$$\beta_i = (-2\Delta x_i \beta_{i-1} + 6h_{i+1}) / (4\Delta x_{i+1} + 3\Delta x_i + \alpha_{i-1} 2\Delta x_i), i = 1; \dots; N-1. \quad (11)$$

Чтобы определить первые коэффициенты α_1, β_1 , и последний радикал c_n , необходима дополнительная информация о поведении сплайна на его границах.

6. ВЫВОДЫ

Относительная простота построения кубических сплайнов сделала их эффективным инструментом для решения различных задач.

"Естественный сплайн" с граничными условиями хорошо подходит для интерполяции реальных гармонических сигналов. В случае непрерывных функций с непрерывными производными первого и второго порядка это обеспечивает высокую точность. Известно, что относительная погрешность интерполяции функций с одинаковым шагом 0,001 приводит к погрешности восстановления в пятом знаке после запятой [10,11].

Высокая точность интерполяции, подтверждаемая данными [14,15], не является обязательным условием для использования сплайнов во многих прикладных задачах. В

некоторых из них более важно обеспечить требуемую кривизну линии или выполнение особых условий на границах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Малоземов В. Н., Певный А. Б. Полиномиальные сплайны: учебное пособие.: ЛГУ им. А. А. Жданова Л.:ЛГУ, 1986 120 с.: ил.
2. Волков Е. А. Численные методы: Учеб. Пособие для вузов. - 2-е изд. М.: Наука, 1987г.-248с.
3. 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. Воронеж, 2019. С. 361-366.
4. Лубенцов А.В., Андреева О.А., Оценка величины отклонения коэффициентов полиномиальных сплайнов при описании полигонов распознаваемого образа / Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б.Я. Осипова. В 6-ти томах. Воронеж, 2022. С. 361-366.
5. Лубенцов А.В. Применение полиномиальных сплайнов для оптимизации видеоизображения, передаваемого с беспилотного летательного аппарата / А.В. Лубенцов, Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б.Я. Осипова. В 6-ти томах. Воронеж, 2023. С. 328-337. Секция 2. Распознавание и обработка изображений.
6. Лубенцов, А. В. Душкин А.В., Комплексные системы безопасности: системный анализ, архитектура, управление жизненным циклом / Воронеж: «Научная книга», 2022, 254с.
7. Ромакин В.А. Сглаживание ломаных линий составными сплайнами Безье // Вестник ЮУрГУ. Серия: Вычислительная математика и информатика. 2022. Т. 11, № 4. С. 37–50. DOI: 10.14529/cmse220403. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/sglazhivanie-lomanyh-liniy-sostavnymi-splaynami-bezie> (дата обращения: 21.02.2024).
8. Зайнидинов Х. Н., Азимов Б. Р., Построение кубического сплайна для сигналов измеренных в неравных интервалах / Автоматика и программная инженерия. 2020. №1 (31). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/postroenie-kubicheskogo-splayna-dlya-signalov-izmerennyh-v-neravnyh-intervalah> (дата обращения: 17.02.2024).
9. Зайнидинов Х. Н., Кучкаров М. А. У., Моделирование геофизических полей локальными параболическими сплайнами // Автоматика и программная инженерия. 2020. №1 (31). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/modelirovanie-geofizicheskikh-poley-lokalnymi-parabolicheskimi-splaynami> (дата обращения: 17.02.2024).
10. Ююкин И. В. Синтез кубическими сплайнами искаженной изолинии в аспекте использования дифференциального режима спутниковой навигации // И. В. Ююкин Вестник государственного университета морского и речного флота им. адмирала С. О. Макарова. 2021. №3. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/sintez-kubicheskimi-splaynami-iskazhennoy-izolinii-v-aspekte-ispolzovaniya-differentsialnogo-rezhima-sputnikovoy-navigatsii> (дата обращения: 20.02.2024).
11. Сорокин А. А., Сравнительный анализ методов восстановления пропущенных данных // А. А. Сорокин, И. М. Бородянский, А. В. Дагаев Известия ЮФУ. Технические науки. 2020. №4 (214). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/sravnitelnyy-analiz-metodov-vosstanovleniya-propuschennyh-dannyh> (дата обращения: 27.02.2024).
12. Самохин К. С., Разработка ПО для решения задач методом кубической интерполяции // К. С. Самохин, Т. С. Зайцева Интерэкспо Гео-Сибирь. 2020. №1.

URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/razrabotka-po-dlya-resheniya-zadach-metodom-kubicheskoj-interpolyatsii> (дата обращения: 25.02.2024).

13. Зайнидинов Х. Н., Алгоритмы и программы восстановления функций с помощью кубических базисных сплайнов // Х. Н. Зайнидинов., Ж. Н. У. Нурмородов, М. Р. У. Гофуржонов, Автоматика и программная инженерия. 2022. №1 (39). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/algorithmy-i-programmy-vosstanovleniya-funktsiy-s-romoschyu-kubicheskikh-bazisnyh-splajnov> (дата обращения: 25.02.2024).
14. Хоменко Т.В., Параметрический сплайн, построенный на основе оператора lspline пакета mathcad // Т.В. Хоменко, К.Д. Яксубаев Инженерно-строительный вестник Прикаспия. 2021. №1 (35). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/parametricheskij-splajn-postroenny-na-osnove-operatora-lspline-paketa-mathcad> (дата обращения: 27.02.2024).
15. Хачатрян, М. Г. Анализ результатов работы программного пакета на основе метода наименьших квадратов с использованием кубических сплайнов с краевыми условиями смешанного типа / М. Г. Хачатрян // Вестник Национального политехнического университета Армении. Информационные технологии, электроника, радиотехника. – 2016. – № 2. – С. 24-35. – EDN XQBJAD.

REFERENCES

1. Malozemov V. N., Pevnyj A. B. Polinomial'nye splajny: uchebnoe posobie.: LGU im. A. A. Zhdanova L.:LGU, 1986 120 s.: il.
2. Volkov E. A. Chislennye metody: Ucheb. Posobie dlja vuzov. - 2-e izd. M.: Nauka, 1987g.-248s.
3. Lubencov A.V., Korotkih L.P., Approksimacija poligonov raspoznavanogo obraza polinomial'nymi splajnyami/XXV Mezhdunarodnaja nauchno-tehnicheskaja konferencija «Radiolokacija, navigacija, svjaz'» (RLNC*2019), Sekcija 2. Raspoznavanie i obrabotka izobrazhenij. Voronezh, 2019. S. 361-366.
4. Lubencov A.V., Andreeva O.A., Ocenka velichiny otklonenija koeficientov polinomial'nyh splajnov pri opisani poligonov raspoznavanogo obraza / Radiolokacija, navigacija, svjaz'. Sbornik trudov XXVIII Mezhdunarodnoj nauchno-tehnicheskaj konferencii, posvjashhennoj pamjati B.Ja. Osipova. V 6-ti tomah. Voronezh, 2022. S. 361-366.
5. Lubencov A.V. Primenenie polinomial'nyh splajnov dlja optimizacii videoizobrazhenija, peredavaemogo s bespilotnogo letatel'nogo apparata / A.V. Lubencov, Radiolokacija, navigacija, svjaz'. Sbornik trudov XXIX Mezhdunarodnoj nauchno-tehnicheskaj konferencii, posvjashhennoj pamjati B.Ja. Osipova. V 6-ti tomah. Voronezh, 2023. S. 328-337. Sekcija 2. Raspoznavanie i obrabotka izobrazhenij.
6. Lubencov, A. V. Dushkin A.V., Kompleksnye sistemy bezopasnosti: sistemnyj analiz, arhitektura, upravlenie zhiznennym ciklom / Voronezh: «Nauchnaja kniga», 2022, 254s.
7. Romakin V.A. Sglazhivanie lomanyh linij sostavnymi splajnyami Bez'e // Vestnik JuUrGU. Serija: Vychislitel'naja matematika i informatika. 2022. T. 11, № 4. S. 37–50. DOI: 10.14529/cmse220403. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/sglazhivanie-lomanyh-linij-sostavnymi-splajnyami-bezie> (дата обращения: 21.02.2024).
8. Zajnidinov H. N., Azimov B. R., Postroenie kubicheskogo splajna dlja signalov izmerennyh v neravnyh intervalah / Avtomatika i programmaja inzhenerija. 2020. №1 (31). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/postroenie-kubicheskogo-splajna-dlya-signalov-izmerennyh-v-neravnyh-intervalah> (дата обращения: 17.02.2024).
9. Zajnidinov H. N., Kuchkarov M. A. U., Modelirovanie geofizicheskikh polej lokal'nymi parabolicheskimi splajnyami // Avtomatika i programmaja inzhenerija. 2020. №1 (31).

- URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/modelirovanie-geofizicheskikh-poley-lokalnymi-parabolicheskimi-splaynami> (data obrashhenija: 17.02.2024).
10. Jujukin I. V. Sintez kubicheskimi splajnami iskazhennoj izolinii v aspekte ispol'zovanija differencial'nogo rezhima sputnikovoj navigacii // I. V. Jujukin Vestnik gosudarstvennogo universiteta morskogo i rechnogo flota im. admirala S. O. Makarova. 2021. №3. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/sintez-kubicheskimi-splaynami-iskazhennoj-izolinii-v-aspekte-ispolzovaniya-differentsialnogo-rezhima-sputnikovoy-navigatsii> (data obrashhenija: 20.02.2024).
 11. Sorokin A. A., Sravnitel'nyj analiz metodov vosstanovlenija propushhennyh dannyh // A. A. Sorokin, I. M. Borodjanskij, A. V. Dagaev Izvestija JuFU. Tehnicheskie nauki. 2020. №4 (214). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/sravnitelnyy-analiz-metodov-vosstanovleniya-propuschnykh-dannyh> (data obrashhenija: 27.02.2024).
 12. Samohin K. S., Razrabotka PO dlja reshenija zadach metodom kubicheskoj interpoljacji // K. S. Samohin, T. S. Zajceva Interjekspo Geo-Sibir'. 2020. №1. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/razrabotka-po-dlya-resheniya-zadach-metodom-kubicheskoj-interpolyatsii> (data obrashhenija: 25.02.2024).
 13. Zajnidinov H. N., Algoritmy i programmy vosstanovlenija funkcij s pomoshh'ju kubicheskikh bazisnyh splajnov // H. N. Zajnidinov., Zh. N. U. Nurmorodov, M. R. U. Gofurzhonov, Avtomatika i programmaja inzhenerija. 2022. №1 (39). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/algoritmy-i-programmy-vosstanovleniya-funktsiy-s-pomoschyu-kubicheskikh-bazisnyh-splajnov> (data obrashhenija: 25.02.2024).
 14. Homenko T.V., Parametricheskij splajn, postroennyj na osnove operatora lspline paketa mathcad // T.V. Homenko, K.D. Jaksubaev Inzhenerno-stroitel'nyj vestnik Prikaspija. 2021. №1 (35). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/parametricheskij-splajn-postroennyj-na-osnove-operatora-lspline-paketa-mathcad> (data obrashhenija: 27.02.2024).
 15. Hachatryan, M. G. Analiz rezul'tatov raboty programmno go paketa na osnove metoda naimen'shij kvadratov s ispol'zovaniem kubicheskikh splajnov s kraevymi uslovijami smeshannogo tipa / M. G. Hachatryan // Vestnik Nacional'nogo politehnicheskogo universiteta Armenii. Informacionnye tehnologii, jelektronika, radiotekhnika. – 2016. – № 2. – S. 24-35. – EDN XQBJAD.

ВЫЯВЛЕНИЕ И БЛОКИРОВКА ZERO-DAY АТАК

О. И. Воротий, К. В. Яцук, Д. К. Тузбеков, А. П. Мальцев

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 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: zero-day атака; злоумышленники; программное обеспечение; защита от zero-day атаки; статистика.

DETECTING AND BLOCKING ZERO-DAY ATTACKS

O. I. Vorotiy, K. V. Yatsuk, D. K. Tuzbekov, A. P. Maltsev

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 existing negative factors affecting the state of information security at informatization facilities. The features of technical channels of information leakage and general measures for their identification and elimination are considered.

Keywords: zero-day attack; intruders; software; protection against zero-day attacks; statistics.

1. ВВЕДЕНИЕ

Zero-day- это кибератака, представляющая собой значительную угрозу в мире кибербезопасности о которых не известно производителям программного обеспечения. Она обнаруживается и используется злоумышленниками до того, как разработчик программного обеспечения обнаружит и исправит эту ошибку. Такая атака получила свое название от того, что разработчики не имеют «нулевого» дня для подготовки патча или исправления эксплоита. Это может создать серьезную угрозу для безопасности компьютерных систем и данных пользователей.

Чаще всего Zero-day атаке подвергаются следующие организации:

- Крупные корпорации
- Правительственные учреждения
- Инфраструктурные объекты
- Финансовые институты
- Технологические компании
- Исследовательские учреждения и университеты

Злоумышленники выбирают цели на основе потенциальной выгоды от атаки, будь то финансовая прибыль, политическое влияние, сбор разведанных или просто нанесение вреда репутации организации. Zero-day атаки требуют значительных ресурсов для их осуществления, поэтому киберпреступники часто направляют их на те цели, где они могут принести наибольшую отдачу.

По данным Группы анализа угроз Google, из 69 нулевых дней, раскрытых в 2023 году, 44 были использованы с января по сентябрь. В 2022 году Google наблюдала 41 нулевой день, использовавшийся в недобросовестных целях.

По данным компании Mandiant, в 2022 году почти 70% всех нулевых дней приходилось на продукты и сервисы Microsoft, Google и Apple.

Одними из самых известных случаев атак нулевого дня являются:

Атака на Facebook в апреле 2019, в результате которой два набора данных приложений Facebook, разработанных сторонними разработчиками, были обнаружены в открытом доступе в Интернете. Один из них содержит более 540 миллионов записей, содержащих комментарии, лайки, реакции, имена аккаунтов, идентификаторы FB и многое другое.

1,1 миллиарда пользователей Alibaba пострадали в ноябре 2019, когда разработчик выудил данные о клиентах с китайского розничного сайта Taobao компании Alibaba. Хакер проводил атаку в течение восьми месяцев, используя для сбора информации программное обеспечение crawler.

В июне 2021 года LinkedIn подвергся атаке Zero-Day, которая затронула 700 миллионов пользователей (более 90% всей базы пользователей LinkedIn на тот момент). В ходе этой атаки хакер собирал данные, используя API сайта, и публично обнародовал данные о 500 миллионах пользователей, угрожая продать полный набор данных взломанных аккаунтов.

Кто подвергся атакам нулевого дня в 2023?

17 октября 2023 года в Cisco IOS XE обнаружена критическая уязвимость, идентифицированная как CVE-2023-20198, которая позволяет удаленно запускать код.

Проблема связана с неправильным управлением привилегиями в веб-интерфейсе, что позволяет удаленному злоумышленнику, не прошедшему проверку подлинности, создать учетную запись с уровнем привилегий 15 путем отправки специально созданного HTTP-запроса.

Уязвимость, возникшая из-за избыточного вывода данных приложением Skype for Business Server, позволяет удаленному злоумышленнику получить доступ к потенциально важной информации. Неавторизованный удаленный злоумышленник может использовать эту уязвимость для получения доступа к IP-адресам, номерам портов пользователей.

В 2023 году Google выпустила несколько патчей для устранения уязвимостей в Chrome после осуществления 8 атак на браузер.

И на этом список подобных атак в ушедшем году не заканчивается. Все эти примеры говорят о незащищенности любой компании и рисках, которым подвергаются пользователи различных диджитал продуктов.

2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ZERO-DAY

Существует две категории уязвимостей Zero-day:

Не обнаружен: поставщик программного обеспечения еще не узнал о дефекте. Этот тип встречается крайне редко, поскольку большинство крупных компаний имеют специальные команды, работающие полный рабочий день, чтобы найти и устранить недостатки своего программного обеспечения до того, как их обнаружат хакеры или злоумышленники.

Необнаруженная: дефект был обнаружен и исправлен разработчиком программного обеспечения, но никто еще не сообщил об этом, потому что не заметил ничего плохого в своей системе. Эта уязвимость может быть очень ценной, если вы хотите начать атаку на чужую систему и не хотите, чтобы они узнали о происходящем до того, как все будет сделано!

Эксплойты нулевого дня особенно рискованны, поскольку их шансы на успех выше, чем у атак на известные уязвимости. Когда уязвимость становится достоянием

общественности в нулевой день, компании все равно должны ее залатать, что делает атаку вполне вероятной.

Тот факт, что некоторые изоцированные киберпреступные организации используют эксплойты "нулевого дня" стратегически, делает их гораздо более рискованными. Эти фирмы прибегают к эксплойтам нулевого дня для особо важных целей, включая государственные учреждения, финансовые институты и медицинские учреждения. Это может увеличить продолжительность атаки и снизить вероятность того, что жертва обнаружит уязвимость.

Пользователи должны продолжать обновлять свои системы даже после создания исправления. В противном случае, пока система не будет исправлена, злоумышленники могут использовать эксплойт нулевого дня.

3. КАК ИЗБЕЖАТЬ ZERO-DAY АТАК

Как говорит большинство экспертов по кибербезопасности, zero-day атак полностью избежать невозможно, так как они непредсказуемы, но существует несколько мер, которые могут существенно снизить риск их успешного проведения:

1. **Обновление и патч-менеджмент:** Регулярно обновляйте все системы и приложения, чтобы убедиться, что они защищены от известных уязвимостей, как только становятся доступны исправления.

2. **Принцип наименьших привилегий:** Предоставляйте пользователям и приложениям только те привилегии, которые необходимы для выполнения их функций, чтобы ограничить потенциальный ущерб от атаки.

3. **Сегментация сети:** Разделите сеть на сегменты, чтобы ограничить возможность распространения атаки и изолировать критически важные системы.

4. **Резервное копирование и восстановление:** Регулярно создавайте резервные копии важных данных, чтобы можно было восстановить систему после атаки.

5. **Системы обнаружения и предотвращения вторжений (IDS/IPS):** Используйте IDS/IPS для мониторинга сетевого трафика и обнаружения подозрительных действий.

6. **Поведенческий анализ:** Внедрите решения, использующие поведенческий анализ и эвристику для выявления необычного поведения, которое может указывать на атаку.

7. **Обучение сотрудников:** Регулярно проводите тренинги по информационной безопасности, чтобы сотрудники могли распознавать фишинг и другие методы социальной инженерии.

8. **Использование продвинутых решений безопасности:** Применяйте решения, такие как фаерволы следующего поколения, системы управления безопасностью информации (SIEM) и продвинутые антивирусные системы.

9. **Анализ и оценка уязвимостей:** Регулярно проводите аудиты безопасности и тестирование на проникновение, чтобы выявлять и устранять потенциальные уязвимости.

10. **Сотрудничество и обмен данными о угрозах:** Участвуйте в промышленных и правительственных группах по обмену информацией о киберугрозах для получения своевременных предупреждений.

11. **Реагирование на инциденты:** Разработайте и регулярно обновляйте план реагирования на инциденты, чтобы быстро и эффективно реагировать на атаки.

Эти меры, о которых я упоминал ранее, помогут снизить риск быть пораженным zero-day атакой, а также уменьшить потенциальный ущерб в случае поражения.

4. ПРОГРАММНЫЕ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ БОРЬБЫ С ZERO-DAY

Существуют специальные инструменты и программы, которые помогают в обнаружении zero-day уязвимостей. Они варьируются от продвинутых решений мониторинга и анализа до систем, использующих искусственный интеллект и машинное обучение для выявления аномального поведения. Вот несколько примеров таких инструментов:

1. **Системы обнаружения и предотвращения вторжений (IDS/IPS):** Эти системы мониторят сетевой трафик и системные журналы на предмет подозрительных действий, которые могут указывать на эксплуатацию уязвимостей.
2. **Системы управления безопасностью информации (SIEM):** Они собирают, анализируют и коррелируют данные из различных источников в реальном времени, что помогает выявлять потенциальные угрозы, включая zero-day атаки.
3. **Поведенческий анализ и эвристика:** Инструменты, которые анализируют поведение программ и сетевой активности для выявления аномальных паттернов, которые могут указывать на уязвимость.
4. **Фаззинг:** Автоматизированные инструменты, которые проводят стресс-тестирование программ и систем путем отправки случайных, неожиданных или неправильных данных на вход, чтобы выявить уязвимости.
5. **Программное обеспечение для статического и динамического анализа кода:** Инструменты, которые анализируют исходный код и выполняемые программы на предмет уязвимостей.
6. **Облачные сервисы безопасности:** Многие облачные платформы предлагают встроенные инструменты безопасности, которые постоянно обновляются для обнаружения новых угроз.
7. **Интеллектуальные системы обнаружения угроз (Threat Intelligence Platforms):** Платформы, которые анализируют данные о киберугрозах со всего мира для предоставления информации о потенциальных zero-day атаках.

Эти инструменты и решения могут быть частью более широкой стратегии кибербезопасности, направленной на минимизацию рисков от zero-day атак. Однако полностью исключить риск таких угроз невозможно, поэтому важно также иметь план реагирования на инциденты и стратегию восстановления после атак.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье рассмотрены существующие на данный момент основные негативные факторы, влияющие на состояние информационной безопасности и мероприятия по обеспечению защищенности от Zero-Day атак. Проведен анализ за прошедшие года по проведению данного типа кибератаки, 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. Артемов А. В. Информационная безопасность: курс лекций. // Орловск : Мабив , 2014.- С. 29-47.
2. Вострецова Е.В. Основы информационной безопасности. // Екатеринбург : Издательство Уральского университета , 2019. - С. 20-44.

3. Щербаков А.Ю. Современная компьютерная безопасность. Теоретические основы. Практические аспекты. // Москва : Книжный мир , 2009. - С. 120-167.
4. Щеглов А.Ю. Защита компьютерной информации от несанкционированного доступа. // - С.-П., 2004.-С. 360-384.
5. Петраков А.В. Основы практической защиты информации. Учебное пособие. -М., 2005.- С. 250-281.

REFERENCES

1. Artemov A.V. Information security: a course of lectures. // Orlovsk: Mabiv, 2014.- pp. 29-47.
2. Vostretsova E.V. Fundamentals of information security. // Ekaterinburg: Ural University Publishing House, 2019. - pp. 20-44.
3. Shcherbakov A.Yu. Modern computer security. Theoretical basis. Practical aspects. // Moscow: Book World, 2009. - pp. 120-167.
4. Shcheglov A.Yu. Protection of computer information from unauthorized access. // - S.-P., 2004.-С. 360-384.
5. Petrakov A.B. Fundamentals of practical information security. Tutorial. -М., 2005.- pp. 250-281.

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ МОДЕЛИ УПРАВЛЕНИЯ СИСТЕМАМИ СВЯЗИ

А. И. Власова¹, А. В. Лубенцов¹

¹ВИ ФСИН России, Воронеж, Россия

Аннотация. В статье рассмотрены принципы построения и типы интеллектуальных систем. Основные сферы применения в области искусственных систем, перспективы их развития и функциональные особенности различных сервисов. Использование новых технологий Li-Fi, «облачные вычисления», «туманные вычисления», которые предоставляют возможность обмена данными между устройствами.

Ключевые слова: интеллектуальные системы управления; архитектура построения системы управления; автоматическое управление; координация функций; Li-Fi; «облачные вычисления»; «туманные вычисления».

INTELLIGENT COMMUNICATION SYSTEM MANAGEMENT MODELS

A. I. Vlasova¹, A. V. Lubentsov¹

¹VI FSIN of Russia, Voronezh, Russia

Abstract. The article discusses the principles of construction and types of intelligent systems. The main areas of application in the field of artificial systems, prospects for their development and functional features of various services. The use of new Li-Fi technologies, "cloud computing", "fog computing", which provide the ability to exchange data between devices.

Keywords: intelligent control systems; architecture of building a control system; automatic control; coordination of functions; Li-Fi; "cloud computing"; "fog computing".

1. ВВЕДЕНИЕ

В наши дни интеллектуальные системы управления решают проблемы оптимизации и автоматизации функционирования деятельности. Анализ информации, автоматическое прогнозирование и выполнение действий без контроля оператора – все это реализуется с помощью интеллектуальных систем. Данная система представляет собой совокупность аппаратно-программных средств. Актуальность проблемы растет с каждым днем, так как увеличивается количество задач, которые требуют особого внимания и усилий.

Программные системы используют алгоритмы, которые изначально ему задал оператор. Искусственная система выполняет несколько задач одновременно, при этом она адаптируется под окружающую среду и ее условия. Далее рассмотрим принципы построения систем автоматического управления:

1. Принцип системности

Взаимозависимая система, с согласованными функциями каждого звена. Она позволяет обеспечить целостность и качество функционирования.

2. Принцип иерархичности

Иерархическая система со сложной структурой. Позволяет выполнять множество задач и процессов одновременно в обусловленном порядке.

3. Принцип многоканальности

Параллельное исполнение действий за счет получения полной информации из различных каналов. Комплексная адаптация и подход к решению каждого условия задачи происходит за счет информирования системы.

4. Принцип адаптивности

В памяти данной системы содержатся характеристики и данные, которая она использует на основе своей деятельности в процессе наработки. Чем больше память данной системы, тем больше количество решаемых задач.

5. Принципы взаимности функциональных и структурных свойств

Структура построения данной системы зависит от ее функционала и назначения. Вариантность ее использования зависит от количества заданных характеристик и свойств, то есть при наращивании параметров, увеличивается архитектура.

6. Принцип динамического самопрограммирования

На основе анализа определенной задачи система генерирует оптимальные действия, которые безостановочно изменяются при результате предыдущего действия, то есть сценарий каждого хода организуется на основе синтеза, и позволяет спрогнозировать последующие события.

Вышеперечисленные принципы систематизируются в базе данных, и функционируют во взаимодействии с другими, которые влияют на их процессы. Их управление осуществляется за счет поступающих сигналов, указывающих на качество адаптивности к различной обстановке.

2. АНАЛИЗ ПРЕДЛАГАЕМЫХ МОДЕЛЕЙ

В целом система может быть гибкой и устойчивой к подходам решения поставленных целей. Для их решения используются различные типы интеллектуальных систем [1]:

1. Экспертные системы для мониторинга и анализа информации (Data Mining).
2. Диагностические системы для исследования данных в сфере экономики, медицины.
3. Экспертные системы для прогнозирования ситуаций на основе входных параметров.
4. Системы наблюдения и планирования финансового состояния страны.
5. Интеллектуальные системы управления, руководства по эксплуатации различными технологиями.

При построении интеллектуальных систем применяются методы и алгоритмы, которые позволяют выполнять целевые установки в короткий промежуток времени. На данный момент искусственный интеллект используется в различных сферах [2].

В медицине система может собирать информацию о пациентах, их симптомы, результаты анализов и рентгенографию, после чего обнаруживать заболевания и выписывать диагноз совместно с курсом лечения. Также искусственная система активно используется в сфере экономики. Она может предоставить статистику, спрогнозировать положение финансов и определить дальнейшие действия для улучшения состояния. Алгоритмы программы могут анализировать данные о переводах, заявках и обращениях пользователей, при подозрительных действиях каналы предотвращают передачу информации.

При проектировании автомобильной промышленности в базе данных хранится вся необходимая информация для безопасного обращения с машиной. Эксплуатация, диагностика, оптимизация ресурсов в данной сфере позволяют решать задачи эффективности и безопасности при использовании автомобилей. Для успешного процесса обучения необходимо определить свой уровень знаний и необходимой подготовки. С помощью искусственной системы, которая учтет персональные данные и

потребности в сфере знаний, возможно построить индивидуальный подход к каждому ученику.

Перспективы использования данных систем предполагают создание и усовершенствование робототехники, которая сможет реализовать деятельность человека без его участия. Взаимодействие искусственного интеллекта и робототехники позволяет увеличить производительность, качество, объем работы, которые требуют большого количества времени. Впрочем, существуют нравственные и общественные вопросы, которые необходимо рассматривать при реализации и обработке данных технологических процессах.

В работе [3] автор описывает платформу для обмена знаниями среди машин: «Ученые из пяти университетов Европы смогли разработать уникальную облачную платформу для роботов «Raruut», которая позволит устройствам обмениваться опытом между собой, благодаря возможности доступа к центрам обработки данных в сети. Система Raruuta дает роботам, подключенным к ней, возможность проводить сложные вычисления в «Облаке», быстро адаптироваться к новым и сложным условиям, обмениваясь при этом полученным опытом с другими роботами в системе»

В [4] работе ряд авторов отмечают системы «Облачные вычисления» и «Туманные вычисления», которые перспективно развиваются в современном мире. «Это способ доступа к внешним информационно-вычислительным ресурсам в виде Интернета и Интернет-сервиса, при котором пользователь применяет инфраструктуру «облака». Описываемая система обеспечивает удаленный автоматически распределенный доступ к выделенным ресурсам (данным, программам, времени и памяти) через компьютер пользователя. «Облака», «Облачные вычисления» позволяют снижать сложность IT-систем за счет эффективно управляемых и доступных по запросам пользователей сервисов виртуальной инфраструктуры. «Облако» помогает обработать большие объемы информации, которые необходимы для создания российского общесистемного и прикладного программного обеспечения, телекоммуникационного оборудования и пользовательских устройств для широкого использования гражданами, субъектами малого, среднего и крупного предпринимательства, государственными органами местного самоуправления. «Туманные вычисления» - взаимосвязанный с «облачными вычислениями» элемент. Эта архитектура системного уровня для расширения облачных функций хранения, вычисления и сетевого взаимодействия. Концепция предполагает обработку данных на конечных устройствах сети (компьютерах, мобильных устройствах, датчиках, смарт-узлах и тому подобном), а не в облаке. Преимуществом туманных вычислений является снижение объема данных, передаваемых в «облако», что уменьшает требования к пропускной способности сети, увеличивает скорость обработки данных и снижает задержки в принятии решений».

Независимо от того, что активность использования искусственных систем растет с каждым днем, постоянное подключение к Интернету для передачи данных необходимо для их полноценного функционирования. Однако, совокупность методов подключения к сети Wi-Fi – небезопасно и ресурсозатратно со стороны скорости передачи, объема передаваемых данных. Существует технология Li-Fi, которая представляет собой вид беспроводной связи на основе световой волны. Принцип работы заключается в модуляции света на высокой скорости и передаче двоичного кода приемнику. Система Li-Fi применяет протокол IEEE 802.11, за счет чего полоса пропускания увеличивается [5]. Данная технология позволит роботам, техническим устройствам обмениваться опытом, знаниями и данными в зоне прямой видимости, без подключения к Интернет-ресурсам. Технология Li-Fi с низкой стоимостью, простотой построения, повышенным уровнем безопасности и отсутствием радиопомех для других устройств, позволяет передавать информацию без особых усилий и требований.

Искусственные системы применяются и развиваются повседневно, и, тем не менее они имеют как ряд преимуществ, так и недостатков, которые рассмотрены в Таблице 1.

Таблица 1. Преимущества и недостатки использования искусственных систем

Преимущества	Недостатки
Рационализация и совершенствование задач без содействий пользователя.	Замещение автоматизированными системами и роботами рабочих мест.
Оптимизации качества и темпа процессов деятельности.	Угрозы и опасности при использовании секретных, персональных данных.
Распределение задач, построение оптимального плана процессов.	Наличие ошибок и сбоев при работе в автоматизированных системах.
Решение сложных структурных задач, которые требуют особого внимания.	Зависимость использования новых технологий, которые могут привести к регрессии знаний и умений.
Усовершенствование уровня жизни населения.	
Конструирование и построение новых технологий, технологических процессов.	

В общем и целом, искусственный интеллект — это перспектива для развития новых технологий, которые позволят увеличить производительность и скорость рабочих процессов. Ведущие отечественные компании в области искусственного интеллекта на 2024 год представляют примеры, приведенные в Таблице 2:

Возможности применения вышеперечисленных систем с каждым днем расширяются, и находят свое предназначение даже в быту. Они предоставляют ресурсы для организации жизнедеятельности.

На данный момент существует ряд проблем, которые необходимо решить для дальнейшей перспективы развития новых технологий. Например, информационная безопасность, которая является неотъемлемой частью потока данных, находящихся в общем доступе. Технологические процессы, позволяющие выполнять некоторую работу за пользователя, набирают активный спрос среди абонентов. Для активного спроса необходимо организовать структурную, качественную и быструю систему с учетом требований клиентов, при этом она сможет спокойно конкурировать на рынке. Также необходимо учитывать объем информации, которая хранится и передается по различным каналам, для ее доступности и информативности.

Сейчас искусственный интеллект активно развивается, применяется в различных сферах. Прогресс в новых технологиях заставляет разработчиков углубляться в вопросах применения данных систем, а также в их улучшении и структурировании в зависимости от клиентских запросов. Основные направления при совершенствовании таких систем:

1. Нейронные сети, которые могут выполнять задачи и предлагать идеи на основе предыдущего опыта в подобных вопросах.

2. Расширение области применения, что позволит увеличить варианты использования и выбор подходящей сферы.

3. Усовершенствование автономных систем и робототехники, для адаптивности и гибкости применений данных технологий в быту и на работе.

4. Облачные расчеты и групповые системы необходимы для согласованной работоспособности систем между собой, это позволит сократить поток идентичной информации, уменьшить объем используемой памяти.

Таблица 2. Варианты и примеры использования искусственных систем

Отечественные компании в области искусственного интеллекта, описание процессов	
Яндекс	YaLM – языковая модель обработки информации, которая генерирует текст в зависимости от заданных условий.
	YOLO – алгоритм обнаружения и распознавания объектов на фото-, видео-материалах.
	Нейромузыка – алгоритм создания аудиоматериалов многовариантного формата, стиля и жанра.
	Беспилотный автотранспорт – автономные технологии, которые позволяют совершать перевозку людей, доставлять необходимые продукты и товары.
VisionLabs	LUNA SDK – совокупность элементов системы для идентификации и изучения внешних параметров образа.
	LUNA PLATFORM – система для обнаружения и идентификации персонала в автоматизированных рабочих местах.
	VISIONLABS THERMO – система наблюдения и отслеживания температуры организма, способна вычислить превышающий порог заданного параметра и оповестить об этом главного оператора.
	LUNA CARS – система распознавания автотранспортных средств, их характеристики и параметры.
	LUNA ACE – система контроля и управления доступом, необходима для управления крупными организациями, требующими координацию деятельности.
Центр речевых технологий	SpeechXplore – искусственная система для обработки, анализа и прогнозирования процессов общения операторов с клиентами. Позволяет улучшить качество и эффективность работы сервиса организации.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящее время внедрение «интеллектуальных» моделей в системы управления происходит во всех сферах. Рассматриваемые системы используются для мониторинга, анализа и модификации как каналов связи, так и самих сигналов. Они позволяют в

режиме «real time» перестраивать сигнал, упаковывать и «закрывать» его, менять характеристики канала передачи [6,7,8].

Важно отметить, что искусственный интеллект, автономные системы, робототехника – это набор технологических, программных и аппаратных устройств, применяемых в большинстве случаев без участия оператора. Их применение в экономических, политических и социальных сферах закрепляется с каждым днем. Но для развития данного направления необходимо рассмотреть существующие преимущества и недостатки, после чего спрогнозировать потребности клиентской базы. При этом она не должна создавать ряд проблем, касающихся безработицы людей, их безопасности и совершенствования в различных областях.

ЛИТЕРАТУРА

1. Коровин А.М. Интеллектуальные системы: текст лекций // Издательский центр ЮУрГУ, 2015. — С. 60.
2. Городнова Н.В. Применение искусственного интеллекта в бизнес-сфере: современное состояние и перспективы // Вопросы инновационной экономики. 2021. №4. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/primenenie-iskusstvennogo-intellekta-v-biznes-sfere-sovremennoe-sostoyanie-i-perspektivy> (дата обращения: 02.03.2024).
3. Вернета А.И. Система искусственного интеллекта Rapyuta // Вестник магистратуры, 2016, №12-4. (63). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/sistema-iskusstvennogo-intellekta-rapyuta> (дата обращения: 02.03.2024).
4. Сальников И.А., Варюхин В.В., Малахова Ю.А. Новая Стратегия развития информационного общества в России: новые технологии, новые требования, новые перспективы // Ученые записки Санкт-Петербургского имени В. Б. Бобкова филиала Российской таможенной академии. 2017. №2 (62). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/novaya-strategiya-razvitiya-informatsionnogo-obschestva-v-rossii-novye-tehnologii-novye-trebovaniya-novye-perspektivy> (дата обращения: 02.03.2024).
5. Абиева, М. С., Бозымбаев Б. Д., Алтыбаева М. М., Бейсек Л. Б. Преспективы развития Li-Fi // III Международная научная конференция: Издательство Молодой ученый, 2016. — С. 30-32.
6. Лубенцов А.В. Применение полиномиальных сплайнов для оптимизации видеоизображения, передаваемого с беспилотного летательного аппарата / А.В. Лубенцов, Радиолокация, навигация, связь. Сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б.Я. Осипова. В 6-ти томах. Воронеж, 2023. С. 328-337. Секция 2. Распознавание и обработка изображений.
7. Лубенцов, А. В. Душкин А.В., Комплексные системы безопасности: системный анализ, архитектура, управление жизненным циклом / Воронеж: «Научная книга», 2022, 254с.
8. Лубенцов А. В. Применение технологий интеллектуального видеонаблюдения в исправительных учреждениях ФСИН России на базе аппаратно-программного комплекса Domination / С. Ю. Кобзистый, А. В. Лубенцов, М. В. Кобзистая, ВИ ФСИН РФ Труды международной конференции «Техника и безопасность объектов уголовно-исполнительной системы» 2023. – Т. 1. – С. 138 – 141

REFERENCES

1. Korovin, A.M. Intellectual systems: text of lectures // Publishing center of SUSU, 2015. - С. 60.
2. Gorodnova, N.V. Application of artificial intelligence in the business sphere: current state and prospects // Voprosy innovatsionnyimi ekonomiki. 2021. №4. URL:

- <https://cyberleninka.ru/article/n/primenenie-iskusstvennogo-intellekta-v-biznes-sfere-sovremennoe-sostoyanie-i-perspektivy> (date of address: 02.03.2024).
3. Verneta A.I. Rapyuta Artificial Intelligence System // Bulletin of the Master's Degree Program, 2016, No. 12-4. (63). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/sistema-iskusstvennogo-intellekta-rapyuta> (date of reference: 02.03.2024).
 4. Salnikov I.A., Varyukhin V.V., Malakhova Y.A. New Strategy for the development of information society in Russia: new technologies, new requirements, new prospects // Scientific Notes of the V.B. Bobkov St. Petersburg branch of the Russian Customs Academy. 2017. №2 (62). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/novaya-strategiya-razvitiya-informatsionnogo-obschestva-v-rossii-novye-tehnologii-novye-trebovaniya-novye-perspektivy> (date of reference: 02.03.2024).
 5. Abieva, M. S., Bozymbaev B. D., Altybaeva M. M., Beysek L. B. Perspectives of Li-Fi development // III International Scientific Conference: Young Scientist Publishing House, 2016. - C. 30-32.
 6. Lubencov A.V. Primenenie polinomial'nyh splajnov dlja optimizacii videoizobrazhenija, peredavaemogo s bespilotnogo letatel'nogo apparata / A.V. Lubencov, Radiolokacija, navigacija, svjaz'. Sbornik trudov XXIX Mezhdunarodnoj nauchno-tehnicheskoj konferencii, posvjashhennoj pamjati B.Ja. Osipova. V 6-ti tomah. Voronezh, 2023. S. 328-337. Sekcija 2. Raspoznavanie i obrabotka izobrazhenij.
 7. Lubencov, A. V. Dushkin A.V., Kompleksnye sistemy bezopasnosti: sistemnyj analiz, arhitektura, upravlenie zhiznennym ciklom / Voronezh: «Nauchnaja kniga», 2022, 254s.
 8. Lubencov A. V. Primenenie tehnologij intellektual'nogo videonabljudenija v ispravitel'nyh uchrezhdenijah FSIN Rossii na baze apparatno-programmnogo kompleksa Domination / S. Ju. Kobzistyj, A. V. Lubencov, M. V. Kobzistaja, VI FSIN RF Trudy mezhdunarodnoj konferencii «Tehnika i bezopasnost' ob#ektov ugolovno-ispolnitel'noj sistemy» 2023. – T. 1. – S. 138 – 141

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ ЭЭГ С ВОЛНОЙ P300

А.А. Резниченко¹, Д.В. Журавлёв¹, А.Н. Голубинский²

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

²АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. В ходе написания данной статьи был проведён анализ данных электроэнцефалограммы (ЭЭГ), взятых из открытой библиотеки MNE-python. В ходе эксперимента испытуемому предъявлялись шахматные узоры в левом и правом поле зрения, перемежающиеся тонами для левого или правого уха. Интервал между стимулирующими сигналами составлял 750 мс. Время от времени в центре поля зрения появлялся смайлик – стимулирующий воздействие для выявления потенциала P300. Испытуемому предлагалось нажать правым указательным пальцем клавишу как можно быстрее после появления смайлика. В ходе проведенного исследования нами были взяты образцы данных ЭЭГ, содержащие волны P300, которые возникли после предъявления испытуемым события №5 (смайлик). Благодаря использованию нейронной сети, была проведена классификация данных ЭЭГ по критериям наличия/отсутствия вызванных потенциалов P300 в исходных данных. Сделанные разработки могут быть использованы для упрощения установки входных параметров искусственных нейронных сетей, применяемых для обработки и анализа сигналов ЭЭГ.

Ключевые слова: нейронная сеть; ЭЭГ; обучение; переобучение; алгоритм Dropout; потенциал P300.

USING A NEURAL NETWORK TO DETECT EEG SIGNALS WITH A P300 WAVE

A.A. Reznichenko¹, D.V. Zhuravlev¹, A.N. Golubinskiy²

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

²JSC Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract: During the writing of this paper, the analysis of electroencephalogram (EEG) data taken from the open library MNE-python was carried out. During the experiment, the subject was presented with chess patterns in the left and right fields of vision, interspersed with tones for the left or right ear. The interval between stimulating signals was 750 ms. From time to time, a smiley face appeared in the center of the field of view – a stimulating effect to identify the potential of the P300. The subject was asked to press the key with his right index finger as soon as possible after the appearance of the smiley face. In the course of the study, we took samples of EEG data containing P300 waves that arose after the presentation of event No. 5 (smiley face) to the subjects. Thanks to the use of a neural network, the classification of EEG data was carried out according to the criteria of the presence/absence of P300 evoked potentials in the initial data. The developments made can be used to simplify the installation of input parameters of artificial neural networks used for processing and analyzing EEG signals.

Keywords: neural network; EEG; training; retraining; Dropout algorithm; P300

1. ВВЕДЕНИЕ

Наш мозг является основным движущим фактором развития нашей цивилизации. Принимая во внимание её прогрессивное движение вперед, целесообразно найти автоматизированные способы и методы взаимодействия мозговой активности с

внешним миром путем установления связи мозг-компьютер. Это позволит управлять любыми устройствами с помощью улавливания изменений биоэлектрических потенциалов мозга и их расшифровывания [1].

Искусственная нейронная сеть – математическая модель и её программная и аппаратная реализация. С помощью нейронных сетей можно распознать данные электроэнцефалограммы, электрической активности головного мозга. Любые совершённые действия человека отражаются в изменении ЭЭГ, которая распознаётся с помощью компьютера.

Волна P300 (P3) представляет собой компонент потенциала, связанного с событием, который возникает в процессе принятия решений. Его считают эндогенным потенциалом, поскольку его возникновение связано не с физическими свойствами раздражителя, а с реакцией человека на него. Более конкретно, считается, что P300 отражает процессы, связанные с оценкой или категоризацией стимулов.

2. ЗАГРУЗКА ИСХОДНЫХ ДАННЫХ

В приведенном ниже фрагменте кода загружаются необработанные данные и сохраняются в переменной с именем raw. Затем отбираются данные с электродов ЭЭГ и электродов ЭОГ, которые используются для измерения активности мозга и движения глаз соответственно.

```
sample_data_folder = mne.datasets.sample.data_path()
sample_data_raw_file = os.path.join(sample_data_folder, 'MEG',
'sample', 'sample_audvis_filt-0-40_raw.fif')
event_fname = os.path.join(sample_data_folder, 'MEG',
'sample', 'sample_audvis_filt-0-40_raw-eve.fif')
raw = mne.io.read_raw_fif(sample_data_raw_file)
```

Затем, программа определяет данные, содержащие волну P300 и данные, не содержащие волну P300. Эти действия выполняет представленный ниже фрагмент кода.

```
event_id = [1, 2, 3, 4]
epochsNoP300 = mne.Epochs(raw, events, event_id, tmin, tmax,
proj=True, picks=picks_eeg_only, baseline=(None, 0),
preload=True, reject=dict(eeg=100e-6, eog=150e-6),
verbose = False)
```

Далее, программа создает обучающие и тестовые выборки для данных, содержащих волну P300 и данных, не содержащих волну P300. В выборках с данными P300 первые 9 выборок используются для обучения и оставшиеся 3 выборки для тестирования. В выборках с данными, не содержащими P300, первые 9 выборок используются для обучения и оставшиеся 3 выборки для тестирования. Все эти действия выполняет ниже представленный фрагмент кода.

```
eeg_data_scaler = RobustScaler()
p300ss = np.squeeze(epochs.get_data(picks=channel))
p300s = np.reshape(p300ss, (12, 1808))
othersss = np.squeeze(epochsNoP300.get_data(picks=channel))
others = np.reshape(othersss, (208, 1808))
print(p300s.shape)
p300s = p300s.transpose()
p300s = eeg_data_scaler.fit_transform(p300s)
p300s = p300s.transpose()
others = others.transpose()
others = eeg_data_scaler.fit_transform(others)
others = others.transpose()
```

```

p300s_train = p300s[0:9]
p300s_test = p300s[9:12]
others_train = others[0:9]
others_test = others[9:12]
x_train = tf.keras.layers.Concatenate(axis=0)([p300s_train, others_train])
x_test = tf.keras.layers.Concatenate(axis=0)([p300s_test, others_test])
y_train = np.zeros((x_train.shape[0],2)).astype('float32')
for i in range(9):
    y_train[i][0] = 1.0
for i in range(9, len(others_train) + 9):
    y_train[i][1] = 1.0
y_test = np.zeros((x_test.shape[0],2)).astype('float32')
for i in range(3):
    y_test[i][0] = 1.0
for i in range(3, len(others_test) + 3):
    y_test[i][1] = 1.0

```

3. ОБУЧЕНИЕ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

Далее, было проведено обучение нейронной сети. Это необходимо для того, чтобы нейросеть более точно классифицировала данные. За обучение нейронной сети отвечает ниже приведенный фрагмент кода.

```

model = keras.Sequential([Flatten(input_shape=(1808,1)),
    Dense(128, activation='relu'),
    Dense(128, activation='relu'),
    Dense(2, activation='softmax')])
history = model.fit(x_train,
    y_train,
    batch_size=3,
    epochs=50,
    validation_split=0.2)

```

В качестве алгоритма оптимизации используется алгоритм AdaptiveMomentEstimation. ADAM (адаптивная оценка момента) – это алгоритм метода оптимизации для градиентного спуска. Метод эффективен при работе с большим количеством данных или параметров.

```

model.compile(optimizer='adam', loss='binary_crossentropy',
metrics=['accuracy'])

```

Во время работы нейронной сети может возникнуть такой негативный эффект как переобучение. Его суть заключается в том, что нейросеть начинает излишне точно соответствовать набору обучающих параметров. Для того, чтобы обнаружить переобучение обычно определяются критерии качества работы нейронной сети. Критерии качества представлены на рис.1.

По результатам моделирования, представленным на рис. 1 можно сделать вывод о том, что примерно к десятой эпохе обучения функция ошибки для проверочного множества минимальна, а затем начинает незначительно возрастать. Это говорит о том, что нейронная сеть начинает переобучаться. Для того, чтобы избавиться от данного эффекта был использован алгоритм Dropout. Суть данного алгоритма заключается в том, чтобы провести обучение нескольких нейросетей, а затем усреднить полученные значения. Сети для обучения определяются посредством исключения (droppingout) из её состава нейронов с вероятностью p таким образом, чтобы вероятность того, что нейрон останется в сети, составляет $q = 1 - p$. «Исключение» нейрона заключается в том, что

при любых входных данных ему присваивается значение 0. Для того, чтобы выбрать значение вероятности p , авторы этого подхода рекомендуют для нейронов скрытого слоя начинать со значения $p = 0,5$, при необходимости можно взять значения 0,4 и 0,3. Используемый нами пакет Keras, для построения и обучения нейронной сети позволяет применять алгоритм Dropout к любому отдельному слою [2]. Теперь, применим к скрытым слоям из 128 нейронов алгоритм Dropout с параметром $p = 0,3$. Это реализуется с помощью ниже приведенного кода.

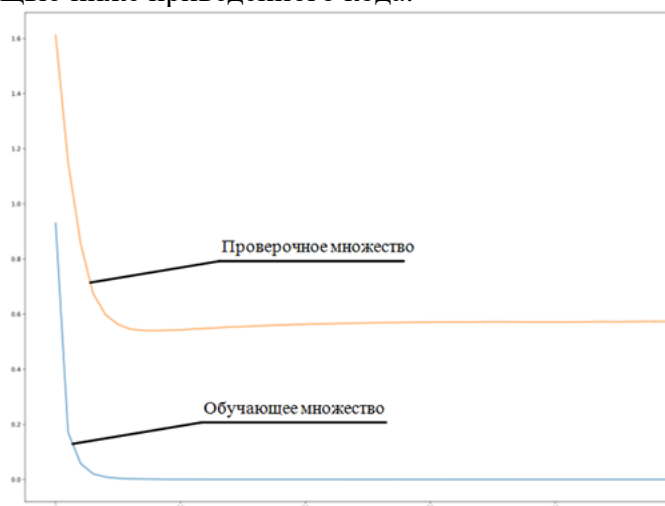


Рис. 1. Критерии качества работы нейронной сети.

```
model = keras.Sequential([Flatten(input_shape=(1808,1)), Dense(128,
activation='relu'), Dropout(0.3), Dense(128, activation='relu'),
Dropout(0.3), Dense(2, activation='softmax')])
```

На рис. 5 представлены критерии качества работы после применения алгоритма Dropout.

Сравнивая рис. 1 и рис. 2 можно заметить, что после применения алгоритма Dropout увеличилось количество эпох обучения до 30, а также можно заметить, что функция ошибки для проверочного множества заметно снизилась до значения $p=0.2$. Функция ошибки для проверочного множества до использования алгоритма «Dropout» к 10 эпохе уже составляла $p=0.58$. Следует также отметить, что нейронная сеть с использованием алгоритма «Dropout», обучается на протяжении 30 эпох и показывает наилучший результат в задаче классификации ЭЭГ сигналов, подразделяющихся на 2 класса: 1 – наличие когнитивной волны P300; 2 – отсутствие P300.

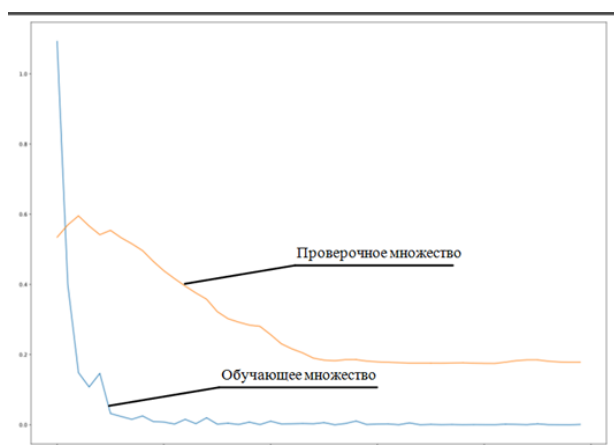


Рис. 2. Критерии качества работы сети для обучающего множества и проверочного множества с использованием алгоритма «Dropout».

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведённые исследования по возможности регистрации, анализу и обработки данных ЭЭГ позволяют дать оценку качества работы нейронной сети. В ходе исследования были записаны данные ЭЭГ, проведено обучение нейронной сети, рассчитаны и критерии качества работы нейронной сети для обучающего и проверочного множества, и построены их графики. В ходе исследования мы столкнулись с эффектом переобучения. Для борьбы с этим эффектом был использован алгоритм Dropout. После применения алгоритма Dropout было отмечено снижение функции ошибки.

Полученные результаты могут быть использованы в дальнейших исследованиях в данной области.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (грант № 24-29-20168).

ЛИТЕРАТУРА

1. Кулаичев А.П. Компьютерная электрофизиология и функциональная диагностика. Изд. 4-е. М.:ФОРУМ – ИНФРА-М, 2016. – 640 с.
2. Астафьева В. В. Разработка математической модели нейронной сети / В. В. Астафьева. // Молодой ученый. – 2016. – № 19 (123). – С. 1 – 4.

REFERENCES

1. Kulaichev A.P. Computer electrophysiology and functional diagnostics. Ed. 4-E. M.:FORUM – INFRA-M, 2016. – 640 p.
2. Astafyeva V. V. Development of a mathematical model of a neural network / V. V. Astafyeva. // A young scientist. – 2016. – № 19 (123). – Pp. 1-4.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ЭЛАСТОГРАФИИ БИОТКАНЕЙ НА ОСНОВЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ПОПЕРЕЧНЫХ ВОЛН

А.И. Михралиева, Д. А. Кравчук, Н.Н. Чернов

ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет», Таганрог, Россия

Аннотация. Акустические методы имеют существенные перспективы в диагностике биологических сред по патологиям, связанным с мышечной атрофией и дистрофией при невралгических заболеваниях, миопатиях, иммобилизации и др. Теоретической основой этих методов становится рассмотрение и установление в нелинейном приближении взаимосвязи между параметрами и их изменениями для вторичных акустических полей, генерируемых в среде в результате нелинейного взаимодействия первичных полей волн накачки. При излучении в нелинейно-упругую материальную сплошную среду акустических волн повышенной интенсивности величины прошедших и отраженных полей становятся отличными от случаев малых амплитуд, соответствующих линейной акустике. Расширение граничных условий на второе (нелинейное) приближение в описании акустического поля на границах позволяет определить величины уровней полей отраженных и прошедших и коэффициенты отражения или прохождения в этом приближении. В биологических средах неоднородность определяется, в первую очередь, изменениями скорости распространения упругих акустических колебаний, затем изменением плотности упругой среды как ее физической характеристики и параметров нелинейности. Изменение параметров происходит относительно уровней их средних значений, они составляют дополнительную функцию изменения по величине, достаточно малую по сравнению с основными ее значениями. При этом функция описания соответствующего физического параметра может быть представлена дополнительной составляющей, содержащей добавку к основной функции и определяющей ее пространственную зависимость в среде распространения.

Ключевые слова: акустические волны, биологические ткани, модуль упругости

USING THE METHOD OF BIOLOGICAL TISSUE ELASTOGRAPHY BASED ON SHEAR WAVE PROPAGATION

A.I. Mikhralieva, D.A. Kravchuk, N.N. Chernov

Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education "Southern Federal University", Taganrog, Russia

Abstract. The excitation of transverse acoustic waves in biological tissues for the purpose of visualizing subcutaneous structures of the peripheral vascular system and various pathologies in soft tissues is currently poorly studied due to the high attenuation rate of such waves. However, their use will improve the quality of the resulting image, which will make it possible to carry out early and reliable diagnosis of pathologies. Acoustic methods have significant prospects in the diagnosis of biological media for pathologies associated with muscular atrophy and dystrophy in neuralgic diseases, myopathies, immobilization, etc. The theoretical basis of these methods is the consideration and establishment in a nonlinear approximation of the relationship between parameters and their changes for secondary acoustic fields, generated in the medium as a result of the nonlinear interaction of the primary fields of pump waves. When acoustic waves of increased intensity are emitted into a nonlinear-elastic material continuous medium, the values of the transmitted and reflected fields become different from the cases of small amplitudes corresponding to linear acoustics. Extending the

boundary conditions to the second (nonlinear) approximation in the description of the acoustic field at the boundaries makes it possible to determine the levels of the reflected and transmitted fields and the reflection or transmission coefficients in this approximation. In biological media, heterogeneity is determined, first of all, by changes in the speed of propagation of elastic acoustic vibrations, then by changes in the density of the elastic medium as its physical characteristics and nonlinearity parameters. The parameters change relative to the levels of their average values; they constitute an additional function of change in magnitude, quite small compared to its main values. In this case, the function of describing the corresponding physical parameter can be represented by an additional component containing an addition to the main function and determining its spatial dependence in the propagation environment.

Keywords: acoustic signal, pipes, focused transducer.

1. ВВЕДЕНИЕ

Изменения эластичности тканей обычно коррелируют с патологическими явлениями. Многие виды рака, такие как скirrрозная карцинома молочной железы, появляются в виде чрезвычайно твердых узелков при этом увеличивают или уменьшают эластичность тканей [1, 2]. Сложные заполненные жидкостью кисты могут быть невидимы при стандартном ультразвуковом исследовании, но при этом быть гораздо мягче встраиваемой ткани. Во многих случаях небольшие размеры патологического очага и/или его расположение глубоко в организме препятствуют его обнаружению и оценке [3]. Присутствие слоистой структуры в области нелинейного взаимодействия (ОНВ) акустических волн обуславливает необходимость разделения рассматриваемых задач на несколько типов, определяемых волновыми размерами самих слоев биологической структуры. Самый простейший случай - область нелинейного взаимодействия как система нормальных (ортогональных) дискретных плоскопараллельных слоев. В практике для медицинской интроскопии это наиболее распространенная система.

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ

Чтобы оценить возможности определения количественных значений упругих модулей среды мною предложена модель процесса деформации неоднородности в условиях ультразвуковой статической эластографии и исследовано влияние упругих модулей, деформации неоднородности в направлении приложенного давления.

Согласно предлагаемой модели, в процессе статической эластографии на исследуемую ткань накладывают дополнительное компрессионное давление, а упругость ткани оценивают по ее продольной деформации в ответ на статическую нагрузку. В общем случае для характеристики упругих свойств изотропных сред используют пары упругих модулей: модуль Юнга E и коэффициент Пуассона ν , объемный модуль упругости K и модуль сдвига G , между которыми существует однозначная связь [3]:

$$G = \frac{E}{2(1-2\nu)} \quad (1)$$

$$K = \frac{E}{3(1-2\nu)} \quad (2)$$

Самый информативный параметр эластичности мягких тканей считается G - модуль сдвиговой упругости, интервал значений которого для различных мягких тканей, включая и с патологией, на несколько порядков больше, нежели интервал

объемного модуля упругости K , который является величиной, ответственной за эхо-контраст в ультразвуковой визуализации.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Схема, предлагаемой физической модели процесса плоской деформации неоднородности в мягкой ткани, заключается в наличии среды 1 имитирующей мягкую ткань с заданными упругими характеристиками (модуль сдвига G_1 , объемный модуль упругости K_1). А также упругой среды 2, имитирующей неоднородность в мягкой ткани, в виде круга диаметром x_0 с глубиной залегания h и заданными значениями упругих модулей G_2 и K_2 . Путем определения распределения приложенного напряжения эти профили деформации можно преобразовать в профили модуля упругости.

В итоге конечной целью метода, описанного в данной работе, является получение двумерных изображений локальных вариаций модуля упругости ткани *in vivo*.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бэйли М.Р., Хохлова В.А., Сапожников О.А., Каргл С.Г., Крам Л.А. Физические механизмы воздействия терапевтического ультразвука на биологическую ткань // Акуст. журн. 2003.- Т.49. №4. – с. 437-464.
2. Применение ультразвука в медицине. Под ред. К.Хилла Перевод с английского под редакцией Л.Р. Гаврилова, В.А. Хохловой, О.А. Сапожниковой. – М.: – ФИЗМАТЛИТ, 2008.
3. А.В. Осетров. Обработка и реконструкция изображений в акустической томографии. Учебное пособие. Санкт-Петербург: Изд-во СПбГЭТУ “ЛЭТИ”. 2001. – 72 с.
4. Михралиева А.И., Заграй Н.П., Чернов Н.Н., Аль С.А.Х. Определение упругих свойств биологических слоистых сред на основе нелинейного взаимодействия акустических волн // Инженерный вестник Дона. 2016. № 3 (42). С. 13.
5. Михралиева А.И., Карстин В.А., Заграй Н.П., Чернов Н.Н. Исследование распространения поперечных упругих волн в биологических тканях // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. 2018. Т. 6. № 4 (23). С. 53-60.
6. Кравчук Д.А., Чернов Н.Н., Михралиева А.И. Аналитическое моделирование эластографии молочной железы // Известия Юго-Западного государственного университета Серия Управление, вычислительная техника, информатика. Медицинское приборостроение 2024. Т. 14. № 1.
7. Заграй Н.П., Михралиева А.И., Строчан Т.П. Экологический мониторинг по динамической характеристике нелинейного взаимодействия в упругих средах // Известия ЮФУ. Технические науки. 2015. № 12 (173). С. 44-56.

REFERENCES

1. 1. Bailey M.R., Khokhlova V.A., Sapozhnikov O.A., Kargl S.G., Kram L.A. Physical mechanisms of the effect of therapeutic ultrasound on biological tissue // Akust. magazine 2003.- T.49. No. 4. - With. 437-464.
2. Application of ultrasound in medicine. Ed. K. Hill Translation from English edited by L.R. Gavrilova, V.A. Khokhlova, O.A. Sapozhnikova. – M.: – FIZMATLIT, 2008.
3. A.V. Sturgeon. Processing and reconstruction of images in acoustic tomography. Tutorial. St. Petersburg: Publishing house of St. Petersburg Electrotechnical University “LETI”. 2001. – 72 p.

4. Mihralieva A.I., Zagrai N.P., Chernov N.N., Al S.A.H. Determination of elastic properties of biological layered media based on nonlinear interaction of acoustic waves // Engineering Bulletin of the Don. 2016. No. 3 (42). P. 13.
5. Mihralieva A.I., Karstin V.A., Zagrai N.P., Chernov N.N. Study of the propagation of transverse elastic waves in biological tissues // Modeling, optimization and information technologies. 2018. T. 6. No. 4 (23). pp. 53-60.
6. Kravchuk D.A., Chernov N.N., Mihralieva A.I. Analytical modeling of breast elastography // Proceedings of the Southwest State University. Series: IT Management, Computer Science, Computer Engineering. Medical Equipment Engineering. 2024. T. 14. № 1
7. Zagrai N.P., Mihralieva A.I., Strochan T.P. Environmental monitoring based on the dynamic characteristics of nonlinear interaction in elastic media // Izvestia SFU. Technical science. 2015. No. 12 (173). pp. 44-56.
8. Kravchuk D.A., Mihralieva A.I., Chernov N.N. Analytical modeling of breast elastography // Proceedings of the Southwest State University. Series: IT Management, Computer Science, Computer Engineering. Medical Equipment Engineering. 2024. T. 14. № 1

ИССЛЕДОВАНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ ТРУБ ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ

Д. А. Кравчук, А. В. Рязжкин А.В., С. А. Лыков

ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет», Таганрог, Россия

Аннотация. Дефектоскопия представляет собой комплекс мероприятий, который направлен на выявление скрытых дефектов в строительных конструкциях. Главной ее задачей является установление возможности дальнейшего использования здания или сооружения по назначению. Также она позволяет находить дефекты на ранних стадиях, предотвращать аварии и разрушения. Системы трубопроводов являются самым безопасным, эффективным и экономичным способом транспортировки жидкостей по всему миру. Трубопроводы выступают важнейшим видом транспортной инфраструктуры. Существует десятки тысяч километров трубопроводов для транспортировки нефтепродуктов по всему миру. Трубопроводные сети обычно используются для транспортировки сырой нефти из регионов добычи в распределительные центры. Трубопроводные системы не только безопаснее, но и требуют меньше энергии для функционирования, чем альтернативные варианты транспортировки. Утечки нефти в трубопроводах могут нанести большой ущерб окружающей среде и, соответственно, привести к взрывам, пожарам или повреждениям трубопроводной сети. Прямыми последствиями повреждения трубопровода являются производственные потери, человеческие жертвы, травмы или другие последствия для здоровья. Кроме того, засорение систем трубопроводной сети приведет к повышению давления на линии и, в конечном итоге, к разрыву и взрыву в случае, если она не будет должным образом проверена и устранена. Повреждения трубопровода приводят к эксплуатации за пределами проектных условий, коррозии и износу. Приведены результаты экспериментальных исследований разработанных датчиков для неразрушающего контроля труб на производстве. Рассмотрен метод контроля труб на производстве при поступательно-вращательном движении трубы. Показана экспериментальная установка контроля для усовершенствования результатов контроля.

Ключевые слова: акустический сигнал, трубы, фокусированный преобразователь.

RESEARCH OF CONVERTERS FOR NON-DESTRUCTIVE TESTING OF PIPE DURING PRODUCTION

D. A. Kravchuk, A. V. Ryazhkin , S. A Lykov

Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education "Southern Federal
University", Taganrog, Russia

Abstract. Flaw detection is a set of measures aimed at identifying hidden defects in building structures. Its main task is to establish the possibility of further use of the building or structure for its intended purpose. It also allows you to find defects in the early stages, prevent accidents and destruction. Pipeline systems are the safest, most efficient and economical way to transport liquids around the world. Pipelines are the most important type of transport infrastructure. There are tens of thousands of kilometers of pipelines for transporting petroleum products around the world. Pipeline networks are typically used to transport crude oil from production regions to distribution centers. Pipeline systems are not only safer, but also require less energy to operate than alternative transportation options. Oil leaks in pipelines can cause great damage to the environment and consequently lead to explosions, fires or damage to the pipeline network. The direct consequences of pipeline damage include loss of production, loss

of life, injury or other health consequences. In addition, clogged piping network systems will result in increased pressure on the line and ultimately rupture and explosion if it is not properly inspected and repaired. Damage to the pipeline leads to operation beyond design conditions, corrosion and wear. The results of experimental studies of developed sensors for non-destructive testing of pipes in production are presented. A method for monitoring pipes in production during translational and rotational movement of the pipe is considered. An experimental control setup for improving control results is shown.

Keywords: acoustic signal, pipes, focused transducer.

1. ВВЕДЕНИЕ

Дефекты возникают при производстве труб, причем характеристики дефектов различны на разных стадиях производства. Поэтому большое значение имеет проанализировать характеристики дефектов, выяснить причины возникновения дефектов и принять необходимые меры по обеспечению качества для улучшения качества труб. и обеспечить безопасность эксплуатации трубопроводов [1, 2]. Собственные дефекты трубы являются важным фактором, влияющим на безопасность трубопровода.

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ

Исследование характеристик преобразователя проводилось на измерительной установке, показанной на рисунке 1.

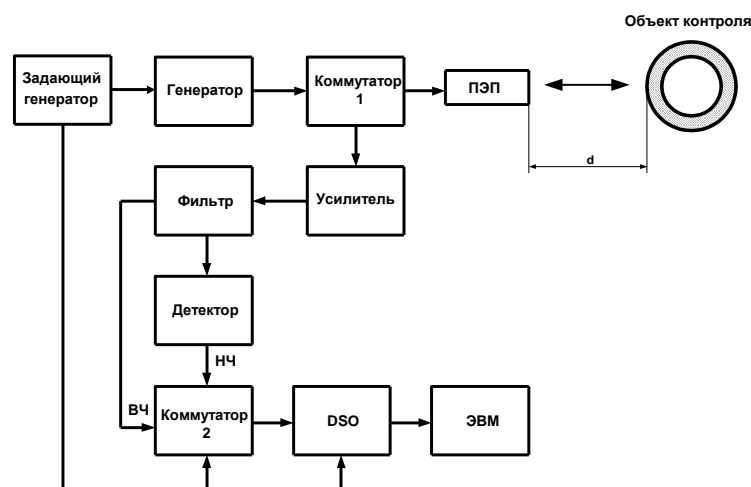


Рис. 1. Экспериментальная установка.

Генератор возбуждает видеоимпульсы, с длительностью $\tau_{и} = 0,1$ мкс для преобразователя, работающего на частоте 10 МГц, и $\tau_{и} = 0,2$ мкс для преобразователя, работающего на частоте 5 МГц, поступающие на коммутатор 1 и далее на УЗ преобразователь, преобразующий электрический сигнал в акустические импульсы, которые затем, отражаясь от объекта контроля и от возможных несплошностей, поступают обратно на преобразователь и на коммутатор 1. Коммутатор 1 в момент излучения закрыт, а пропускает эхоимпульсы, принятые преобразователем. С коммутатора 1 сигналы поступают на усилитель, фильтр ВЧ. После фильтра ВЧ сигнал поступает на коммутатор 2 и на детектор, где формируется НЧ огибающая сигнала. С коммутатора 2 ВЧ или НЧ сигнал, в зависимости от того, в какой форме необходимо увидеть сигнал на мониторе ЭВМ, поступает на DSO (цифровой осциллограф Protek PC

BASED DS02100) и на ЭВМ. Работа генератора, коммутатора и DSO корректируется задающим генератором [3-5].

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Экспериментальные исследования характеристик разрабатываемого преобразователя проведем на сравнении с характеристиками фокусирующих и не фокусирующих иммерсионных преобразователей, работающих на частотах 2,5 и 5 МГц [6, 7].

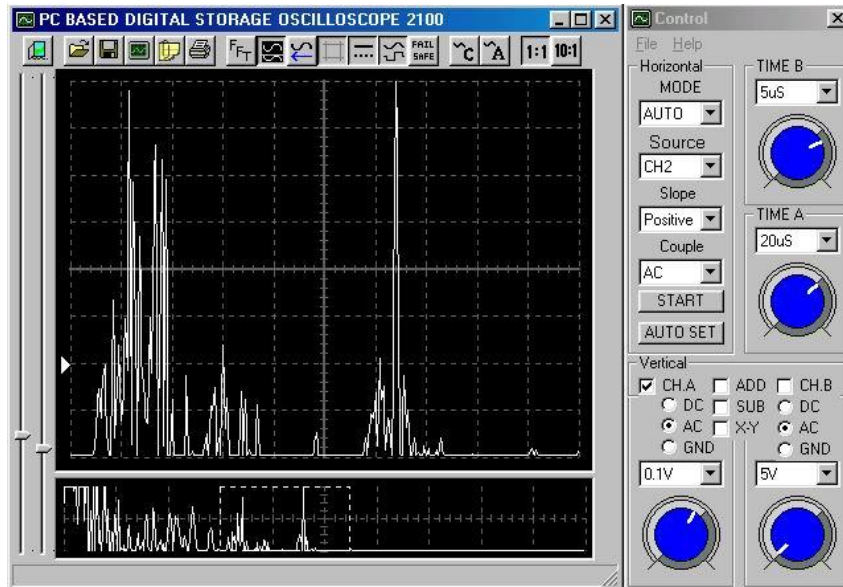


Рис. 2. Осциллограммы эхоимпульсов, полученных от дефекта, расположенного на плоскости: не фокусированный 2,5 МГц, 47 дБ (дефект и поверхность)

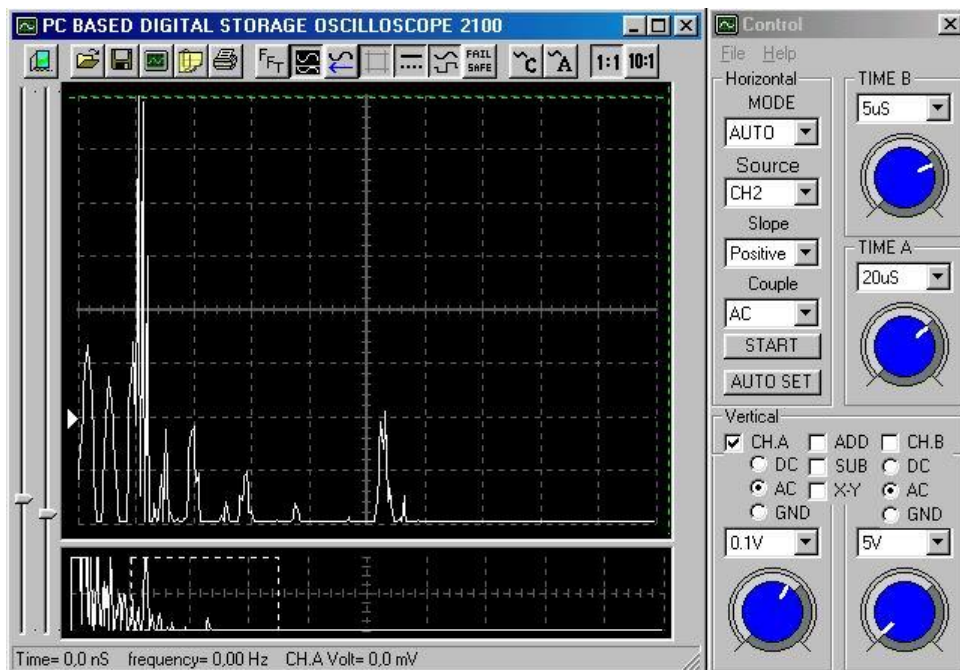


Рис. 3. Осциллограммы эхоимпульсов, полученных от дефекта, расположенного на плоскости: фокусированный 2,5 МГц, 59 дБ, (поверхность)

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследования характеристик проводились на 3 видах объектов контроля: рефлекторной плите толщиной 9,7 мм, на трубах диаметрами 76 мм и толщинами стенок 9,5 мм. Результаты измерений, поиска дефектов на рефлекторной трубе приведены в виде осциллограмм (рис.2 и 3). Как видно из рисунка фокусированный преобразователь имеет большую разрешающую способность и обнаруживает дефекты с меньшим уровнем реверберационных помех.

ЛИТЕРАТУРА

1. Kunert, H. G., and Otegui, J. L. Factors influencing transit fatigue of seamless pipes // *Fatigue & Fracture of Engineering Materials & Structures*, 28(5), 455-466. 2005. <https://doi.org/10.1111/j.1460-2695.2005.00884.x>
2. Dahlberg, E. P., and Bruno, T. V. Analysis of gas pipeline failures. *JOM*, 37(1), 71-73. 1985. <https://doi.org/10.1007/BF03257520>
3. В.Г. Бадалян, Е.Г. Базулин, А.Х. Вopilкин, Д.А. Кононов, П.Ф. Самарин, Д.С. Тихонов. Ультразвуковая дефектometрия металлов с применением голографических методов // №4 15-21 Под ред. А.Х.Вopilкина НПЦ ЭХО 2008.
4. Барахатов В.А., Семухин А.С. Ультразвуковой комплекс. Приемник акустических сигналов. – Дефектоскопия, 2001, № 6, с 38 – 41.
5. Кравчук Д.А., Кожаров В.Ю. Система неразрушающего контроля труб для нефтяной промышленности. В сборнике: Проблемы автоматизации. Региональное управление. Связь и автоматика (Паруса - 2016) Сборник трудов V Всероссийской научной конференции молодых ученых, аспирантов и студентов. Редколлегия: Фоменко О.А., Кирильчик С.В., Номерчук А.Я.. 2016. С. 119-124.
6. Кравчук, Д. А. Ультразвуковой контроль труб на этапе производства / Д. А. Кравчук, А. В. Цыбин, С. А. Лыков // Проблемы автоматизации. Региональное управление. Связь и автоматика (ПАРУСА-2018): сборник трудов VII Всероссийской научной конференции молодых ученых, аспирантов и студентов: Том 1. – Геленджик: Южный федеральный университет, 2018. – С. 188-193. – EDN YFBRWI.
7. Кожаров В.Ю., Кравчук Д.А. Система контроля качества труб для нефтяной промышленности. В сборнике: системы обеспечения техносферной безопасности. Материалы IV Всероссийской научной конференции и школы для молодых ученых (с международным участием). 2017. С. 231-232.

REFERENCES

1. Kunert, H. G., and Otegui, J. L. Factors influencing transit fatigue of seamless pipes // *Fatigue & Fracture of Engineering Materials & Structures*, 28(5), 455-466. 2005. <https://doi.org/10.1111/j.1460-2695.2005.00884.x>
2. Dahlberg, E. P., and Bruno, T. V. Analysis of gas pipeline failures. *JOM*, 37(1), 71-73. 1985. <https://doi.org/10.1007/BF03257520>
3. V.G. Badalyan, E.G. Bazulin, A.Kh. Vopilkin, D.A. Kononov, P.F. Samarin, D.S. Tikhonov. Ultrasonic flaw detection of metals using holographic methods // No. 4 15-21 Ed. A.Kh.Vopilkina SPC ECHO 2008.
4. Barakhatov V.A., Semukhin A.S. Ultrasound complex. Receiver of acoustic signals. – Defectoscopy, 2001, No. 6, pp. 38 – 41.
5. Kravchuk D.A., Kozharov V.Yu. Non-destructive testing system for pipes for the oil industry. In the collection: Problems of automation. Regional management. Communications and automation (Sails - 2016) Collection of proceedings of the V All-

- Russian Scientific Conference of Young Scientists, Postgraduates and Students. Editorial Board: Fomenko O.A., Kirilchik S.V., Nomerchuk A.Ya.. 2016. P. 119-124.
6. Kravchuk, D. A. Ultrasonic testing of pipes at the production stage / D. A. Kravchuk, A. V. Tsybin, S. A. Lykov // Problems of automation. Regional management. Communications and automation (SAILS-2018): collection of proceedings of the VII All-Russian Scientific Conference of Young Scientists, Postgraduates and Students: Volume 1. - Gelendzhik: Southern Federal University, 2018. - P. 188-193. – EDN YFBRWI.
 7. Kozharov V.Yu., Kravchuk D.A. Pipe quality control system for the oil industry. In the collection: systems for ensuring technosphere safety. Materials of the IV All-Russian Scientific Conference and School for Young Scientists (with international participation). 2017. pp. 231-232.

К ВОПРОСУ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВРЕМЯ-ЧАСТОТНОГО СДВИГА ФКМ СИГНАЛА

Д.Н. Ивлев, А.В. Ширкаев

Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского, Нижний
Новгород, Россия

Аннотация. В работе рассматривается алгоритм последетекторной спектрально-корреляционной обработки с целью определения временной задержки и частотного сдвига фазокодоманипулированного сигнала, принимаемого от подвижного объекта в зоне обзора, на базе программируемой логики. Приводятся результаты численного моделирования предложенного алгоритма.

Ключевые слова: корреляция, быстрое преобразование Фурье, фазокодоманипулированный сигнал, временная задержка, частотный сдвиг, функция неопределенности

TO THE QUESTION OF DETERMINING THE TIME-FREQUENCY SHIFT OF THE PCM SIGNAL

D.N. Ivlev, A.V. Shirkaev

Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod, Nizhny Novgorod,

Abstract. The paper discusses an algorithm for post-detector spectral-correlation processing in order to determine the time delay and frequency shift of a phase-code-manipulated signal received from a moving object in the viewing area, based on programmable logic. The results of numerical simulation of the proposed algorithm are presented.

Keywords: correlation, fast Fourier transform, phase-code-shift keyed signal, time delay, frequency shift, ambiguity function

1. ВВЕДЕНИЕ

При реализации систем, используемых для определения параметров сигналов от подвижных объектов, возникает задача совместного измерения временного и частотного сдвигов сигналов, поступающих в приемные устройства таких систем. Современной тенденцией в радиолокации является использование принципов широкополосной передачи [1]. В последнее время все чаще в системах для решения задач точного определения дальности и скорости малоразмерных космических объектов на околоземной орбите и разрешения отдельных элементов сложных космических объектов в качестве зондирующих сигналов используют фазокодоманипулированные (ФКМ) сигналы, представляющие собой пачку из когерентных импульсов [2]. ФКМ сигналы находят свое применение и в гидролокации, где эффект Доплера оказывает значительный вклад в искажение принимаемой информации [3, 4]. Проектирование систем с ФКМ сигналами невозможно без применения соответствующих алгоритмических решений, современных аппаратных и программных средств для формирования способа обработки сигналов. Совместное определение временных задержек и смещения частоты в сложных условиях распространения и в условиях влияния эффекта Доплера для широкополосных (когда доплеровское смещение много меньше ширины полосы) сигналов традиционно осуществляется на основе вычисления взаимной функции неопределенности (ВФН). Такой подход является оптимальным с точки зрения принципа максимального правдоподобия методом решения подобных задач [5, 6], что делается преимущественно

посредством цифровой обработки. Непосредственное вычисление ВФН требует значительных вычислительных затрат и времени на обработку принимаемых сигналов. Поэтому существующие средства измерения временного и частотного сдвигов базируются преимущественно на сегментно-фильтровой обработке, когда сигнал большой длительности разбивается на сегменты [6], что затрудняет реализацию измерительных систем в реальном времени.

Целью данной работы является разработка алгоритма совместного вычисления временного и частотного сдвигов ФКМ сигналов в масштабе реального времени с выполнением требований по обеспечению простой и эффективной реализации алгоритмов цифровой обработки для работы в режиме реального времени на базе программируемых логических интегральных схем.

2. ВЗАИМНАЯ ФУНКЦИЯ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ПРИНИМАЕМОГО ФКМ СИГНАЛА

Функция неопределённости представляет собой свёртку сигнала $s(t)$ со своей комплексно-сопряжённой копией s^* , сдвинутой по времени и частоте, где сдвиг по времени обусловлен задержкой сигнала на распространение, а сдвиг по частоте отображает влияние эффекта Доплера за счёт относительного радиального движения объекта [8]. В точке приёма принимаемый сигнал можно выделить путём вычисления взаимной функции неопределённости:

$$R(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s^*(t - \tau) e^{-j2\pi\nu t} dt, \quad (1)$$

где ν – сдвиговая частота, а τ – временная задержка. В реальных условиях бесконечные пределы интегрирования заменяются интегрированием по времени существования сигнала. Аналитически ФКМ сигнал можно представить в виде:

$$s(t) = S_0(t) e^{j2\pi f_0 t}, \quad (2)$$

имеющего несущую частоту f_0 и дискретно-кодированную огибающую:

$$S_0(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{L-1} w_l A_0(t - (l + iL)\Delta_t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} P_0(t - iL\Delta) \quad (3)$$

в виде периодически повторяющейся бинарной M-последовательности

$$P_0(t) = \sum_{l=0}^{L-1} w_l A_0(t - l\Delta), \quad (4)$$

образованную импульсными символами $A_0(t)$ с длительностью Δ . Правило кодирования задаётся весовыми коэффициентами $W = \{w_l\}$ ($w_l = \pm 1$). Период повторения $T = L\Delta$, где L – длина ПСП, а Δ – квант или длина одного символа кодирующей псевдослучайной последовательности (ПСП). При отсутствии помех и когда скорость объекта постоянна, форма принятого сигнала повторяет форму опорного:

$$s^*(t) = \kappa \cdot s(\gamma(t - \tau)), \quad (5)$$

где κ – коэффициент, характеризующий изменение амплитуды, γ – параметр доплеровской деформации ($\gamma = 1 + \beta$, $\beta = 2v/c$, v – проекция вектора скорости объекта на направление прихода), c – скорость распространения сигнала. Подстановка (2) и (3) в (5) дает:

$$s^*(t) = X(t, \tau, \gamma) e^{-j2\pi f_0 \gamma \tau} e^{j2\pi \Delta f \cdot t} e^{j2\pi f_0 t}, \quad (6)$$

где Δf – частота Доплера, а

$$X(t, \tau, \gamma) = \kappa \sum_{i=-\infty}^{\infty} P(\gamma(t - iT - \tau))$$

– модуль комплексной амплитудной огибающей, образованный периодически повторяющейся и задержанной на время τ кодовой последовательностью

$$P(\gamma t) = \sum_{l=0}^{L-1} w_l A(\gamma(t - l\Delta)).$$

Если в качестве опорного сигнала взять (2) и вычислять ВФН (1), используя «скользящее» по принимаемому сигналу временное окно с длительностью равной T , то для каждой текущей значения τ будем иметь:

$$R(\tau, \nu) = \int_0^T [X(t, \tau, \gamma) e^{-j2\pi f_0 \nu \tau} e^{j2\pi \Delta f (t-\tau)}] s_0 e^{-j2\pi \nu t} dt. \quad (7)$$

За период опорного сигнала T временная задержка получит приращение $\beta T = 2\nu T/c$ и фазы $\Delta\phi \cong 2\pi T/T_D (|\Delta\phi| \ll 2\pi)$, где $T_D = 1/\Delta f$ – период Доплера. Вследствие этого интеграл (7) можно вычислять, полагая, что в пределах интегрирования экспоненциальный множитель $e^{j2\pi \Delta f \nu (t-\tau)}$ постоянен, а его изменения происходят лишь при изменении сдвигового времени на $\Delta\tau \gg T$.

3. АЛГОРИТМ СПЕКТРАЛЬНО-КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ

Частотно-временной сдвиг определяется по положению главных максимумов тела неопределённости $R(\tau, \nu)$, сосредоточенных в малых областях $\tau < \Delta$ и $\nu \ll 1/T$. При этом измеряемая временная задержка τ соответствует пиковым значениям распределения $R(\tau, \nu)$ в его сечении плоскостью $\nu = \Delta f$, т.е. максимумам модуля $|R(\tau, \nu = \Delta f)|$. Если частота Доплера $\Delta f \ll 1/T$, то определение τ можно свести к вычислению функции взаимной корреляции (ВФК):

$$K(\tau, \Delta f) = \int_0^T [X(t, \tau, \gamma)] s(t) dt, \quad (8)$$

где временная задержка определяется по положению максимума ВФК относительно границ интервалов T .

Для решения этой задачи важное значение имеет вызываемое эффектом Доплера изменение временного масштаба, приводящее к деформации модулирующей кодовой последовательности. Различие в длительностях периодов опорного T и принимаемого T_c сигналов влияет на измеряемую временную задержку τ . Происходит это потому, что при последовательном переходе от одного периода T опорного сигнала к другому соответствующее экстремуму $|K(\tau, \nu = \Delta f)|$ значение τ может увеличиваться или уменьшаться с разной скоростью в зависимости от радиальной скорости источника.

В соответствии с (7) доплеровский сдвиг ν находится путём вычисления спектральной характеристики ВФН $K(\tau, \nu = \Delta f)$ как функции сдвигового времени. Для этого в ВФН необходимо выделить вариации, вызванные эффектом Доплера. Это можно сделать, если на каждом периоде T сдвигового времени τ принимать во внимание только средние за период T значения ВФК $K(\tau, \Delta f)$, соответствующие дискретным значениям времени $n = mT$, т.е. вычислять:

$$\mathfrak{R}(\Delta f) = \sum_{m=1}^M e^{-j2\pi \Delta f m T} \frac{1}{T} \int_0^T K(n + mT, \Delta f) dn, \quad (9)$$

где $m = 0, 1, 2, 3, \dots$ – порядковый номер периода T , M – число принимаемых в расчёт периодов T . Выражение (9) является по сути дискретным преобразованием Фурье для последовательности, усреднённых за период опорного сигнала значений ВФК. Размерность БПФ выбирается из требуемой разрешающей способности и определяется количеством взятых усреднённых периодов ВФК.

Описанный выше алгоритм вычисления временного и частотного сдвигов можно представить в виде схемы на рисунке 1.

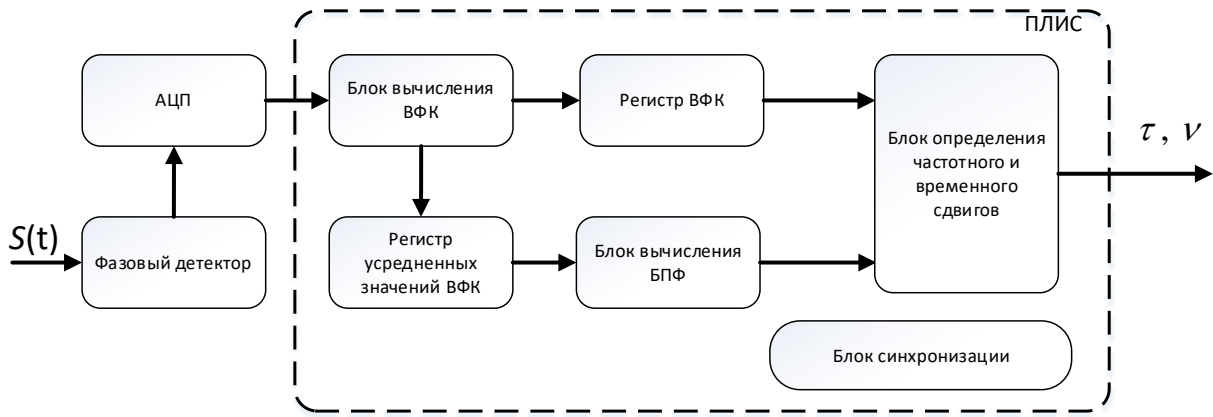


Рис. 1. Алгоритм спектрально-корреляционной обработки

Для реализации алгоритма в качестве вычислительной платформы выбрана программируемая интегральная схема (ПЛИС) в связи с присущими ей реально достигаемым высоким уровнем производительности и универсальности создаваемых на их основе вычислительных систем [9].

4. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ АЛГОРИТМА ПОСЛЕДЕТЕКТОРНОЙ СПЕКТРАЛЬНО-КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ

В качестве блока вычисления ВФК был взят разработанный ранее корреляционный измеритель на базе ПЛИС [8], в котором время обработки входного сигнала зависит от частоты поступления данных от аналого-цифрового преобразователя (АЦП), что делает возможность его применения в задачах измерения в реальном масштабе времени. На рисунке 2 представлены результаты численного моделирования вычисления ВФК при движении объекта в зоне обзора (рисунок 2а) и отсутствии движения (рисунок 2б).

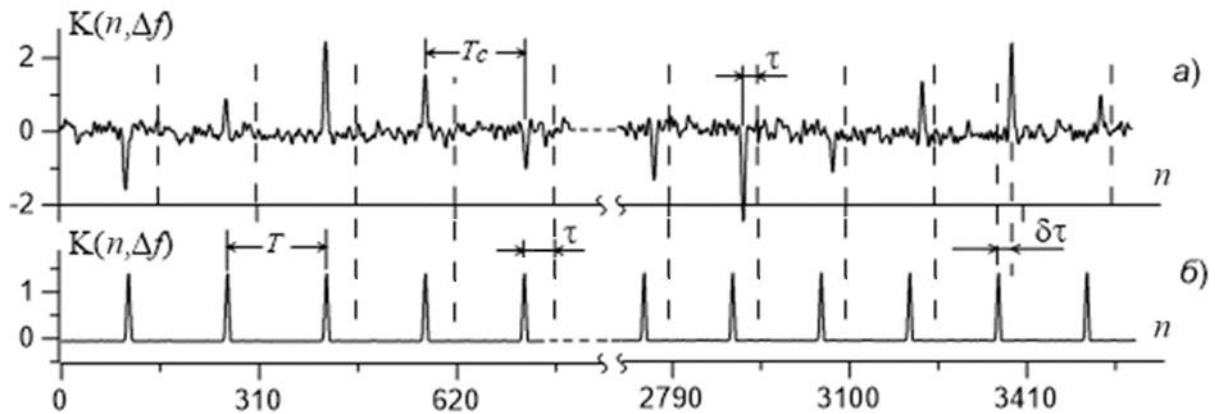


Рис. 2. Распределение ВФК $K(n, \Delta f)$ при $v > 0$ (а) и ВФК $K(n, \Delta f=0)$ при $v = 0$ (б)

На рисунке 2 $T_c = T/\gamma$ – период модуляции принимаемого сигнала, $\delta\tau$ – изменение временной задержки, вызванное влиянием эффекта Доплера. В отсутствии эффекта Доплера, когда $\Delta f = 0$ и $\tau = const$, функция $X(t, \tau, \gamma)$ периодична с периодом T . С тем же периодом повторяются главные максимумы $K(\tau, \Delta f)$. Это иллюстрирует рисунок 2б, где показано полученное в результате численного моделирования распределение $K(\tau, \Delta f=0)$ на нескольких кадрах – периодах T . Здесь и далее время измеряется в отсчётах n , следующих с частотой дискретизации f_d сигнала, а частота – в значениях, отнесённых к f_d . Возможные помехи в расчёт не принимались. Для модуляции и в качестве опорного сигнала $s(t)$ использовалась ПСП, имеющая длину $L = 31$, длительность кванта $\Delta = 5$ и период $T = 155$. Точность $\delta\tau$ измерения τ определяется полушириной кванта Δ ($\delta\tau \approx \Delta/2$)

Эффект Доплера сохраняет повторяемость пиковых значений $K(\tau, \Delta f)$, но делает эту функцию знакопеременной с уменьшенным или увеличенным в зависимости от знака v периодом. Наряду с изменением периода T_c в ВФК появились боковые лепестки, уровень которых возрастает при увеличении скорости v . Моделировалась ситуация, при которой зондируемый объект двигался в сторону приёмника. Деформация, вызванная эффектом Доплера, приводит к появлению боковых лепестков, уровень которых возрастает по мере роста $|v|$. В условиях, когда сжатие/расширение принимаемого сигнала не превышает длительности кванта Δ , отношение h максимальных значений модуля ВФК к уровню боковых лепестков можно оценить по формуле:

$$h_i \approx \frac{K_i(1-0.25\Delta \cdot \beta K_i)}{0.5\Delta \cdot \sum_{m=1}^N \beta K_{mi}}$$

где K_i – главные максимумы модуля ВФК, i – порядковый номер максимума. Ширина пиковых значений ВФК примерно в h раз увеличивается, из-за чего в h раз уменьшается разрешающая способность по сдвиговому времени. Измеряемая задержка τ зависит от изменения задержки сигнала $\delta\tau$, вызванного движением объекта. При $v \neq 0$ на каждом периоде T опорного сигнала τ получает приращение $\delta\tau = \beta n_{max} (\tau = \tau + \delta\tau)$, где n_{max} – время, соответствующее пиковому значению $|K(n)|$ в предшествующем кадре ВФК. Из-за этого постепенно от периода к периоду T экстремумы ВФК дополнительно смещаются в сторону нарастающих или уменьшающихся в зависимости от знака скорости v значений τ , что учитывается в блоке определения частотного и временного сдвигов.

В соответствии с алгоритмом (рисунок 1) далее вычисляются усредненные значения ВФК за период опорного сигнала (рисунок 3).

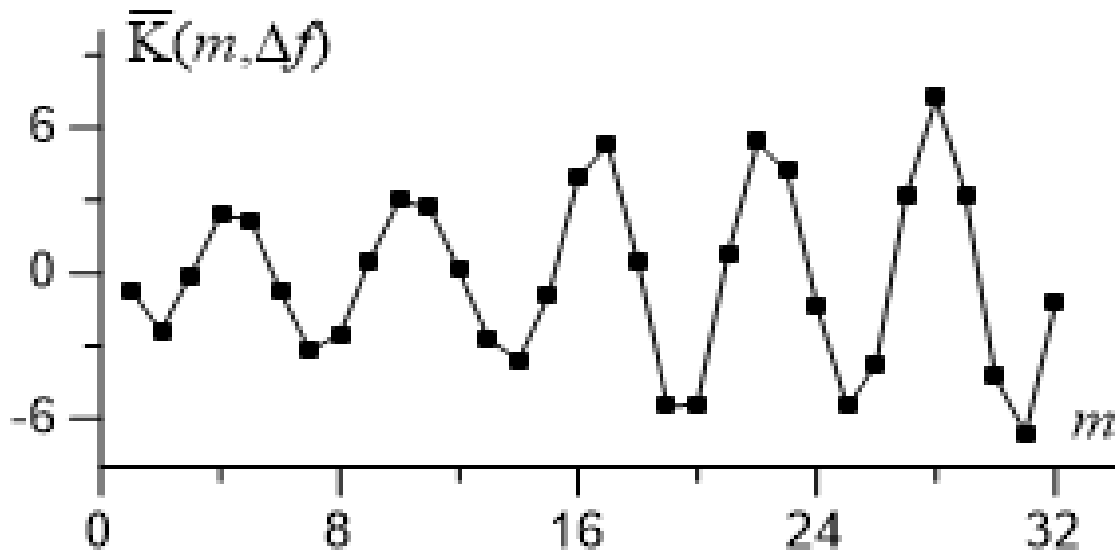


Рис. 3. Распределение средних значений ВФК

На рисунке 3 отчетливо видна зависимость изменения усредненных значений ВФК. Увеличение амплитуды связано с тем, что моделировалась ситуация, когда объект двигался в сторону приемника. Далее по полученным значениям вычисляется быстрое преобразование Фурье, что не является трудностью для современных средств цифровой обработки сигналов. Результат вычисления представлен на рисунке 4.

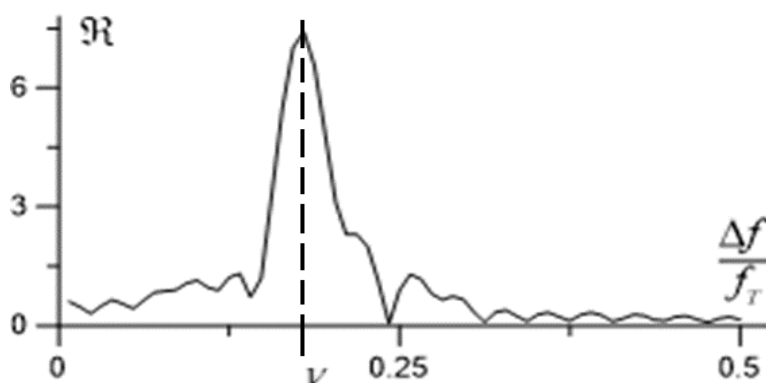


Рис. 4. Амплитудно-частотная характеристика усредненных значений ВФК

По максимуму амплитудного спектра вычисляется частота Доплера. Важно отметить, что выбор частоты дискретизации влияет как на точность измерения время-частотного сдвига, так и на параметры доплеровской деформации. Кроме того, от f_0 зависит число приходящихся на квант Δ и на период T отсчетов. Последнее важно с точки зрения реализации алгоритма измерения как программными (например, с применением цифровых процессоров сигналов), так и аппаратными (например, с применением ПЛИС) средствами.

После проделанных операций в блоке определения частотного и временного сдвигов выполняется коррекция временной задержки и полученные данные подготавливаются для передачи к устройству визуализации или управляющему устройству, при этом нет необходимости останавливать прием сигналов и обработку в блоке вычисления ВФК.

Таким образом, задача совместного определения временного и частотного сдвигов при $\Delta f < 1/T$ сводится к спектрально-корреляционной обработке принимаемого ФКМ сигнала, где временная задержка вычисляется по максимумам корреляционной функции в темпе поступления данных, а определение частотного сдвига сводится к вычислению БПФ поперечно-усредненных значений функций корреляции.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрен алгоритм совместного измерения временного и частотного сдвигов фазокодоманипулированных по псевдослучайному закону сигналов от подвижных объектов, в котором частотный сдвиг определяется после операции усреднения функции взаимной корреляции за период опорного сигнала. Дана оценка отношения максимальных значений ВФК к боковым лепесткам, возникающим вследствие влияния эффекта Доплера. Применение предложенного алгоритма возможно в задачах совместного измерения временного и частотного сдвигов при $\Delta f < 1/T$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гантмахер В.Е., Быстров Н.Е., Чеботарев Д.В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. СПб.: Наука и техника, 2005. 440 с.
2. Баскаков А. И., Ипанов Р. Н., Комаров А. А. Фазокодоманипулированные радиолокационные сигналы для точного определения дальности и скорости малоразмерных космических объектов // Журнал радиоэлектроники. – 2018. – № 12. – С. 2.

3. Wang, Yan & He, Yuliang & Sun, Sib0 & Fu, Jin. (2018). Two-Dimensional Optimal Mismatched Filter Design with a Controllable Maximum Loss for Doppler Signals. *IET Radar, Sonar & Navigation*. 12. 10.1049/iet-rsn.2017.0586.
4. Alenizi, Farhan & Alsalami, Omar & Saffari, Abbas & Zahiri, Seyed & Mohammadi, Mokhtar. (2023). Decision Fusion and Micro-Doppler Effects in Moving Sonar Target Recognition. *International Journal of Intelligent Systems*. 2023. 1-22. 10.1155/2023/2768126.
5. Levanon N., Mozeson E. *Radar signals* / Wiley & Sons, Inc New Jersey, 2004. – 411 p.
6. Логинов А. А., Марычев Д. С., Морозов О. А., Фидельман В. Р. Алгоритм вычисления функции неопределенности в задаче одновременной оценки частотно-временных характеристик сигналов // Известия ВУЗов. Поволжский регион. Технические науки. 2013. №3
7. Вудворд Ф.М. Теория вероятностей и теория информации с применениями в радиолокации. -М.: Сов. радио, 1955. 128 с.
8. Ширкаев А. В., Шкелев Е. И. Корреляционный измеритель временной задержки на базе ПЛИС // Успехи современной радиоэлектроники. – 2018. – № 7. – С. 64-69.

REFERENCES

1. Gantmakher V. E., Bystrov N. E., Chebotarev D. V., *Noise-Type Signals. Analysis, Synthesis, Processing* (Nauka i Tekhnika, St. Petersburg, 2005. 440 p.
2. Baskakov A. I., Ipanov N. E., Komarov A.A. Phase-code manipulated radar signals for accurate determination of range and speed of small space objects // *Journal of Radio Electronics*. – 2018. – № 12. – С. 2.
3. Wang, Yan & He, Yuliang & Sun, Sib0 & Fu, Jin. (2018). Two-Dimensional Optimal Mismatched Filter Design with a Controllable Maximum Loss for Doppler Signals. *IET Radar, Sonar & Navigation*. 12. 10.1049/iet-rsn.2017.0586.
4. Alenizi, Farhan & Alsalami, Omar & Saffari, Abbas & Zahiri, Seyed & Mohammadi, Mokhtar. (2023). Decision Fusion and Micro-Doppler Effects in Moving Sonar Target Recognition. *International Journal of Intelligent Systems*. 2023. 1-22. 10.1155/2023/2768126.
5. Levanon N., Mozeson E. *Radar signals* / Wiley & Sons, Inc New Jersey, 2004. – 411 p.
6. Loginov A.A., Marychev D.S., Morozov O.A., Fidelman V.R. Algorithm of computing the ambiguity function in the task of simultaneous estimation of time-frequency parameters of signals / *News of higher educational institutions. Volga region. Technical science*. – 2013. – № 3(27). – С. 62-74.
7. Woodward P.M. *Probability and Information Theory With Applications To Radar*. – Pergamon Press – 1953. 128 p.
8. Shirkaev A.V., Shkelev E.I., Correlation meter the time of delay based on FPGA. // *Achievements of Modern Radioelectronics*. – 2018. - № 7. – p. 64-69.

КИБЕРАТАКИ И МЕТОДЫ БОРЬБЫ С НИМИ

Д. А. Моисеев, Д. Д. Горобцов, К. В. Яцук, О. И. Воротий

филиал Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил “Военно-воздушная академия” в г. Челябинске (филиал ВУНЦ ВВС “ВВА”), Челябинск, Российская Федерация

Аннотация. В данной статье мы рассмотрим понятие сотовой связи и кибератаки, откуда они начинают свои корни, какие преимущества и недостатки имеет сотовая связь, как этим пользуются мошенники, какие существуют способы кибератаки злоумышленников и какие есть методы, чтобы противостоять их покушениям на данные пользователей.

Ключевые слова: сотовая связь, мобильная сеть, SIM-карта, поколение «G», кибератака, фишинг.

CYBER ATTACKS AND METHODS TO COMBAT THEM

D. A. Moiseev, D. D. Gorobtsov, K. V. Yatsuk, O. I. Voroty

branch of the Military Educational and Scientific Center of the Air Force “Air Force Academy” in Chelyabinsk (branch of VUNTS VVS “VVA”), Chelyabinsk, Russian Federation

Abstract. In this article, we will look at the concept of cellular communications and cyber attacks, where they begin their roots, what advantages and disadvantages cellular communications have, how scammers use it, what methods of cyber attacks exist for attackers and what methods are there to counter their attacks on user data.

Keywords: cellular communications, mobile network, SIM card, generation “G”, cyber attack, phishing.

1. ВВЕДЕНИЕ

Атака на информационную систему (кибератака) — это комплекс заранее подготовленных действий злоумышленника, которые направлены на нарушение одного из трех свойств информации — доступности, целостности или конфиденциальности.

Выделяют три этапа реализации атак:

1. Этап подготовки и сбора информации об объекте атаки.
2. Этап реализации атаки.
3. Этап устранения следов и информации об атаковавшем.

Классификация кибератак может быть выполнена по следующим параметрам:

1. По месту возникновения:

- внутренние атаки (источником атак являются пользователи и/или программы локальной системы);
- внешние атаки (источником выступают удалённые пользователи, сервисы или приложения).

2. По воздействию на информационную систему:

- активные атаки (результат - нарушение деятельности информационной системы);
- пассивные атаки (ориентированные на получение информации, при этом функционирование информационной системы не нарушается).

2. ТИПЫ АТАК НА ИНФОРМАЦИОННУЮ СИСТЕМУ

В эпоху информационных конфликтов каждая переписка, записанный разговор, тайное сообщение или нераскрытый договор могут иметь значение.

А потому необходимо всегда помнить о возможности взлома и проводить мероприятия по предотвращению кражи личной информации каждого пользователя.

Чтобы понимать, как защищаться от кибератаки, необходимо сперва понимать, каких типов она бывает.

Наиболее распространенные типы атак на информационную систему:

1. Фишинг — это форма социального манипулирования, при которой люди пытаются получить конфиденциальные данные, такие как имена пользователей и пароли, выдавая себя за заслуживающее доверия лицо в онлайн-взаимодействии.
2. Ransomware (Шифрующее вредоносное ПО) — программное обеспечение, которое ограничивает доступ пользователей к данным или системам до тех пор, пока не будет выплачен выкуп.
3. DDoS-атаки (Распределенные атаки типа "отказ в обслуживании") - включают в себя перегрузку целевого сервера, службы или сети трафиком, что делает его недоступным для пользователей.
4. SQL-инъекция — это тип кибератаки, при которой злоумышленник вводит вредоносный код SQL в поля, чтобы использовать базу данных и получить конфиденциальные данные.
5. Кража данных – незаконное приобретение и перемещение конфиденциальной информации, включая личные данные, финансовые данные и интеллектуальную собственность.
6. Вредоносное программное обеспечение (Malware) - включает вирусы, трояны, черви и другие вредоносные программы, способные нанести вред системам, похитить данные или выполнить нежелательные и разрушительные действия.
7. Man-in-the-Middle (MitM) атаки - злоумышленник перехватывает и возможно изменяет коммуникацию между двумя сторонами, которые полагают, что напрямую общаются друг с другом.
8. Zero-day эксплойты — это атаки, использующие нераскрытые или неисправленные уязвимости в программном или аппаратном обеспечении.
9. Взлом паролей - предполагает угадывание паролей для получения несанкционированного доступа к системам данных.
10. Социальная инженерия – умелое манипулирование людьми на уровне психологии с целью совершения конкретных действий или разглашения информации, являющейся конфиденциальной.

Таким образом, методов получения информации очень много. В зависимости от цели, которые преследуют злоумышленники и типа информации, которой они намереваются завладеть, способы кибератак весьма разнообразны.

3. ПОСЛЕДСТВИЯ АТАК НА ИНФОРМАЦИОННУЮ СИСТЕМУ

В последнее время количество взломов, ввиду полномасштабной информационной войны, только растёт. Об этом нам свидетельствует график фишинговых атак:

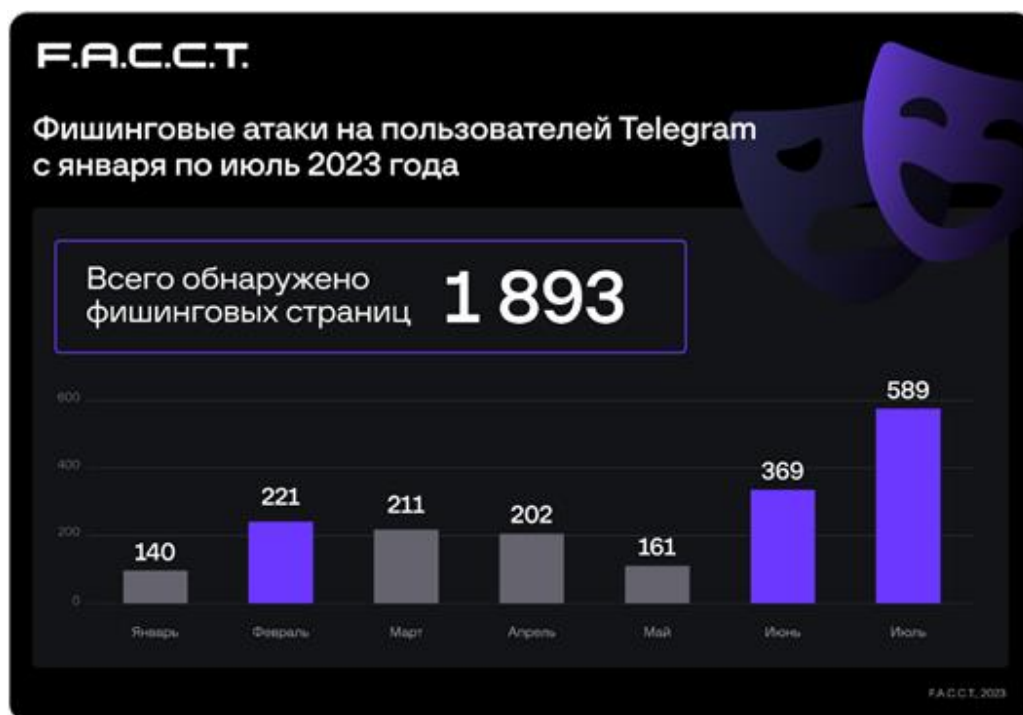


Рис. 1. Статистика фишинговых атак с января по июль 2023 года

Уже в 2023 году заметен характерный скачок фишинговых атак. А потому не стоит сомневаться — в 2024 году их явно будет ещё больше.

Если злоумышленники достигают своей цели и получают заветную информацию — это может привести к негативным последствиям не только для безопасности отдельного человека, но и для организации или даже безопасности целой страны.

Кража данных пользователей могут привести к следующим последствиям:

1. Кража личности - предполагает, что злоумышленники используют украденную информацию, такую, как номера социального страхования, адреса и паспортные данные, для фабрикации счетов и получения кредитов на имя жертвы.
2. Финансовые потери - могут возникнуть в результате незаконного использования украденных банковских данных и номеров кредитных карт, что позволяет мошенникам совершать несанкционированные транзакции или получать доступ к средствам.
3. Мошенничество с аккаунтами - предполагает несанкционированный доступ к учетным данным для входа, что позволяет злоумышленникам проникать в электронную почту, социальные сети и различные онлайн-аккаунты, способствуя распространению спама, фишинговых сообщений или вредоносного ПО.
4. Шантаж и вымогательство - если украденные данные содержат конфиденциальный контент, например личные сообщения или фотографии, мошенники могут прибегнуть к тактике принуждения для шантажа и вымогательства.
5. Репутационный ущерб - может возникнуть, когда утечка данных ставит под угрозу репутацию отдельных лиц или компаний, которые не защитили данные частных клиентов или сотрудников, потенциально запятнав их репутацию.

Потому так важно не допустить подобных инцидентов и пресекать все их попытки.

4. СПОСОБЫ БОРЬБЫ С КИБЕРАТАКАМИ

Активной борьбой с кибератаками занимаются центры информационной безопасности:

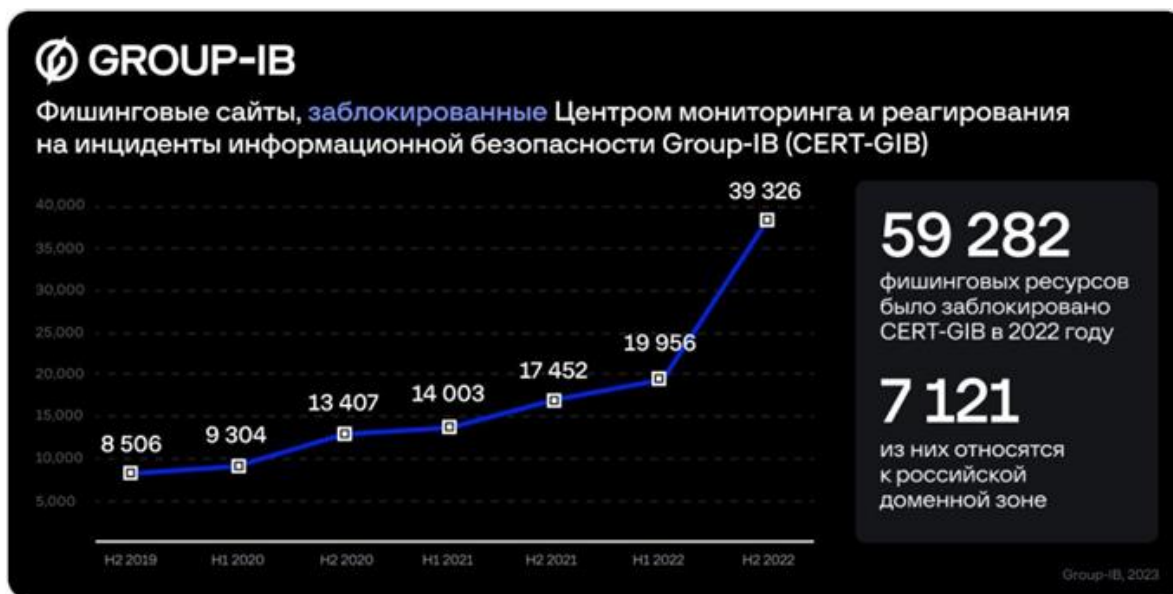


Рис. 2. Количество заблокированных фишинговых сайтов на 2022 год

Количество заблокированных фишинговых ресурсов увеличилось в 2 раза, что, к сожалению, говорит не только об увеличении эффективности данных центров, но и об увеличении количества атак в целом. Потому необходимо каждому уяснить правила пользования мобильной связью, с целью недопущения получения личных данных злоумышленниками.

Несмотря на столь огромное количество методов кражи данных, защититься от них можно, и даже нужно. Вот некоторые способы:

1. Обновление программного обеспечения - последовательно обновляйте операционные системы, приложения и антивирусные программы для защиты от выявленных слабых мест.
2. Использование сложных и уникальных паролей - создавайте сложные и понятные пароли, используйте разные пароли для отдельных учетных записей.
3. Резервное копирование данных - регулярно делайте копии важных данных, чтобы иметь возможность восстановить информацию в случае атаки программы-вымогателя.
4. Осторожность с электронной почтой и сообщениями - воздержитесь от открытия или скачивания вложений, а также от перехода по ссылкам из неизвестных или сомнительных источников.
5. Защита сети - используйте надежные брандмауэры и зашифрованные сетевые соединения, например VPN, особенно при использовании общедоступных сетей Wi-Fi.
6. Антивирусное и антimalварное ПО - установите и регулярно обновляйте антивирусные и антimalварные программы для защиты от вредоносного ПО.
7. Образование и тренинги - улучшите понимание киберрисков посредством участия в учебных занятиях по кибербезопасности.
8. Физическая безопасность - повысьте безопасность физического доступа к вашим устройствам и серверам.

Только внимательность и сообразительность каждого отдельно взятого человека позволят отличать обыкновенные сайты от очередных попыток злоумышленников заполучить ваши персональные данные. А потому необходимо быть всегда в курсе новых видов и методов, которыми пользуются мошенники, а также чётко понимать свои действия в случае попадания в подобную ситуацию.

Наглядный пример эффективной работы центров информационной безопасности по предотвращению фишинга и предупреждению о данном виде мошенничества населения страны:



Рис. 3. Статистика роста числа атак, заплаченного выкупа и утечки баз данных организаций Российской Федерации

Несмотря на увеличение роста числа фишинговых доменов, а также огромных сумм, отданных в случаях шантажа, общее количество утечек баз данных уменьшилось на 20% в сравнении с 2022 годом, что несомненно радует, ведь таким образом, что работа в данном направлении ведётся, и ведётся она очень активно.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, можно сказать, что, несмотря на огромную вариативность кибератак на средства связи пользователей, существует большое количество принципов и методу по предотвращению утечки информации. Все их нужно знать и выполнять, чтобы сводить подобное количество атак к минимуму. Также необходимо всегда быть начеку и внимательно изучать и следить за новыми способами мошенничества. Только так можно обезопасить собственные данные, данные близких, организации или даже целого государства от злоумышленников.

ЛИТЕРАТУРА

1. Граймс Р. А. Как противостоять хакерам. М: Бомбора, 2023. – 330 с.
2. Фасман Д. Общество контроля. Как сохранить конфиденциальность в эпоху тотальной слежки. М: Бомбора, 2023. – 370 с.

3. Требования к оформлению докладов на РЛНС*2018. <http://rlnc.ru>, 15.12.2017.
4. Библиографическая ссылка. ГОСТ Р 7.05 – 2008, Москва, 2008. – 22 с.
5. Янка Т. Безопасность веб-приложений. Исчерпывающий гид для начинающих разработчиков. М: Бомбора, 2023. – 464 с.
6. Хаббард Д. У., Сирсен Р. Как оценить риски в кибербезопасности. Лучшие инструменты и практики. М: Бомбора, 2023. – 464 с.
7. Мартин К. Криптография. Как защитить свои данные в цифровом пространстве. М: Бомбора, 2023. – 368 с.

REFERENCES

1. Grimes R. A. How to resist hackers. М: Bombora, 2023. – 330 p.
2. Fasman D. Society of Control. How to maintain privacy in the era of total surveillance. М: Bombora, 2023. – 370 p.
3. Requirements for the design of reports on RLNS*2018. <http://rlnc.ru>, 15.12.2017.
4. Bibliographic reference. GOST R 7.05 – 2008, Moscow, 2008. – 22 p.
5. Yanka. T. Web application security. A comprehensive guide for beginning developers. М: Bombora, 2023. – 464 p.
6. Hubbard D. W., Sirsen R. How to assess risks in cybersecurity. Best tools and practices. М: Bombora, 2023. – 464 p.
7. Martin K. Cryptography. How to protect your data in the digital space. М: Bombora, 2023. – 368 p.

КОМПЕНСАЦИЯ ФАЗОВЫХ ЗАДЕРЖЕК МНОГОКАНАЛЬНОГО АЦП

Н.А. Семенов

АО НПЦ «ЭЛВИС», Зеленоград, Россия

Аннотация. В данной работе рассмотрена задача восстановления сигналов синхронизации многоканального аналого-цифрового преобразователя. В частности, разработаны адаптивные алгоритмы триммирования задержек дискретизации аналого-цифрового преобразователя, на основе различных критериев обнаружения фазовых ошибок. Была создана модель, симулирующая требуемые искажения с возможностью их компенсации. Произведено сравнение предложенных решений.

Ключевые слова: многоканальный аналого-цифровой преобразователь, восстановление синхронизации, цифровая обработка сигналов

PHASE DELAYS COMPENSATION OF TIME INTERLEAVED ADC

N.A. Semenov

JSC SPC «ELVIS», Zelenograd, Russia

Abstract. This paper discusses the problem of recovery the synchronization signals of a multichannel analog-to-digital converter. In particular, adaptive algorithms for trimming sampling delays of analog-to-digital converter have been developed, based on various criteria for detecting phase errors. A model was created that simulates the required distortions and functionality to compensate for them. A comparison of the proposed solutions was made

Keywords: time interleaved analog to digital processor, timing recovery, digital signal processing.

1. ВВЕДЕНИЕ

Активное развитие высокоскоростных оптических телекоммуникаций требует повышения скорости передачи данных. Один из способов увеличить пропускную способность канала связи это расширение полосы сигнала и как следствие повышения частоты дискретизации[1]. Это приводит к необходимости разработки высокоскоростных АЦП, частота дискретизации которых достигает десятков гигагерц. При разработке таких устройств необходимо идти на множество компромиссов, один из которых несовершенная система тактирования и как следствие наличие искажений, которые называют неравномерной дискретизацией. В частности, возникают задержки по фазе кратных семплов.[2]

В аналоговой части АЦП предусмотрена возможность последовательно менять фазовую задержку, и, следовательно, компенсировать ошибку при ее наличии. Путем пошагового вычисления поправок и последующего триммирования можно свести искажение к минимуму. В данной задаче есть две составляющих. Первая – это критерий ошибки, формула позволяющая вычислить метрику ошибки. Вторая – оценка величины триммирования. Во второй части задачи требуется уменьшить флуктуации вычисленной метрики, путем усреднения или с помощью интегрального контура. В более сложных случаях, для компенсации нескольких фазовых задержек, требуется линейное преобразование.

Важное место в решении занимает выбор критерия. В рамках работы будет рассмотрено два критерия, позволяющих вычислить фазовую ошибку во временной

области. В зависимости от скорости сходимости и вычислительной сложности, тот или иной критерий может быть более эффективным.

2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ИСКАЖЕНИЯ

Главная особенность многоканального АЦП заключается в том, что измерения осуществляются большим количеством субАЦП. Моменты их измерений разнесены по времени и происходят последовательно. Поэтому такие устройства в англоязычной литературе называют АЦП с временным перемежением (Time-Interleaved ADC). В силу этих особенностей имеется специфическая схема тактирования, в которой разные измерительные устройства активируются разными сигналами. Это позволяет минимизировать влияние переходных процессов соседних измерений и снизить частоту тактирующего генератора по сравнению с частотой дискретизации.[3]

Пусть множество АЦП, которые управляются i -м сигналом - i -я группа АЦП, а их измерения i -я группа измерений. Далее рассматривается простейший случай с двумя группами, где измерения первой группы – нечетные отсчеты сигнала, а второй – четные. Пусть у второго тактирующего сигнала имеется задержка по фазе

$$\xi_i = s(\Delta T \cdot i), i = 1, 3, 5... \quad (1)$$

$$\xi_j = s(\Delta T \cdot j + \Delta\varphi), j = 2, 4, 6... \quad (2)$$

где ξ - значение отсчета, ΔT - период дискретизации, $\Delta\varphi$ - задержка сигнала, $s(t)$ - исходный аналоговый сигнал.

Рассмотрены измерения на примере низкочастотного шумоподобного сигнала с нормальным распределением (Рисунок 1). Такое допущение релевантно, поскольку на выходе протяженного оптического канала связи зачастую наблюдается именно такой тип сигнала из-за различных искажений.

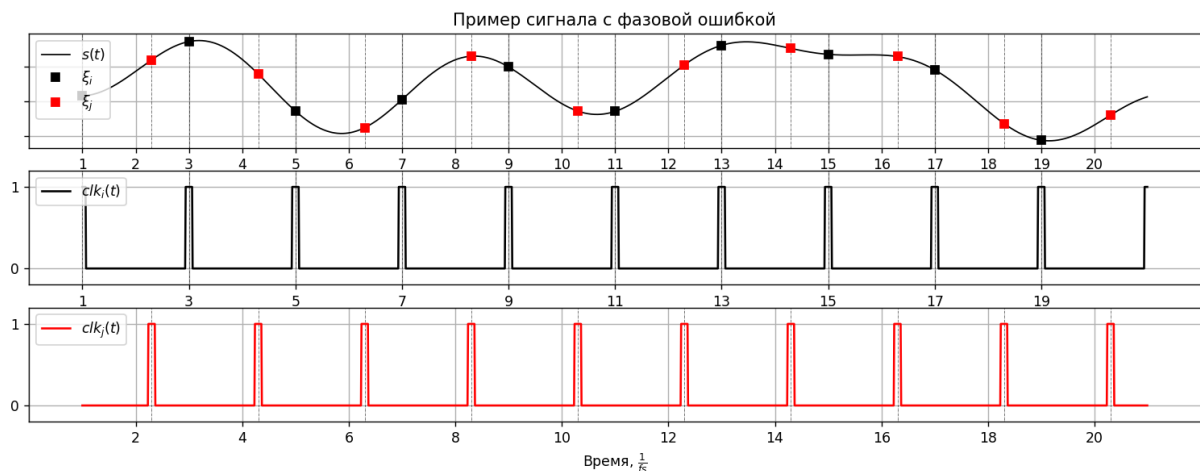


Рис. 1. Пример дискретизации сигнала

На первом графике линией изображен непрерывный шумовой сигнал, красными и черными точками – отсчеты получаемые АЦП. На двух других графиках – тактирующие сигналы первой и второй группы АЦП. На данном изображении видно как меняется сетка отсчетов при возникновении фазовой задержки (в данном случае положительной) в одной из групп.

3. АЛГОРИТМ НА ОСНОВЕ КРИТЕРИЯ ГАРДНЕРА

К математическим критериям, позволяющим обнаруживать отклонения фазы (Timing recovery) относят критерии Гарднера, Годарда и Ли[4]. Под данную задачу из предложенных решений лучше всего подходит критерий Гарднера, поскольку работает во временной области и использует оценку на основе статистики отдельных отсчетов.

$$E_s = \xi_j \cdot (\xi_{i+2} - \xi_i) \quad (3)$$

E_s - статистика фазовой ошибки

Такой критерий позволяет вычислять и накапливать статистику фазовой ошибки и триммировать тактирующий генератор через обратную связь. Накопление производится посредством экспоненциального интегрального контура, описываемого следующей передаточной функцией [5]

$$H(z) = \frac{\mu \cdot z^{-1}}{1 - (1 - \mu) \cdot z^{-1}} \quad (4)$$

где μ - коэффициент сходимости.

Принципиально важное значение в системах связи играет скорость работы алгоритма. Определяющим фактором быстродействия является выполнение одной операции, поскольку однотипные независимые операции можно выполнить параллельно. Умножение на центральный отсчет является самой медленной операцией в данной схеме. Ее можно избежать путем замены значения отсчета на его знак

$$E_s = \text{sign}(\xi_j) \cdot (\xi_{i+2} - \xi_i) \quad (5)$$

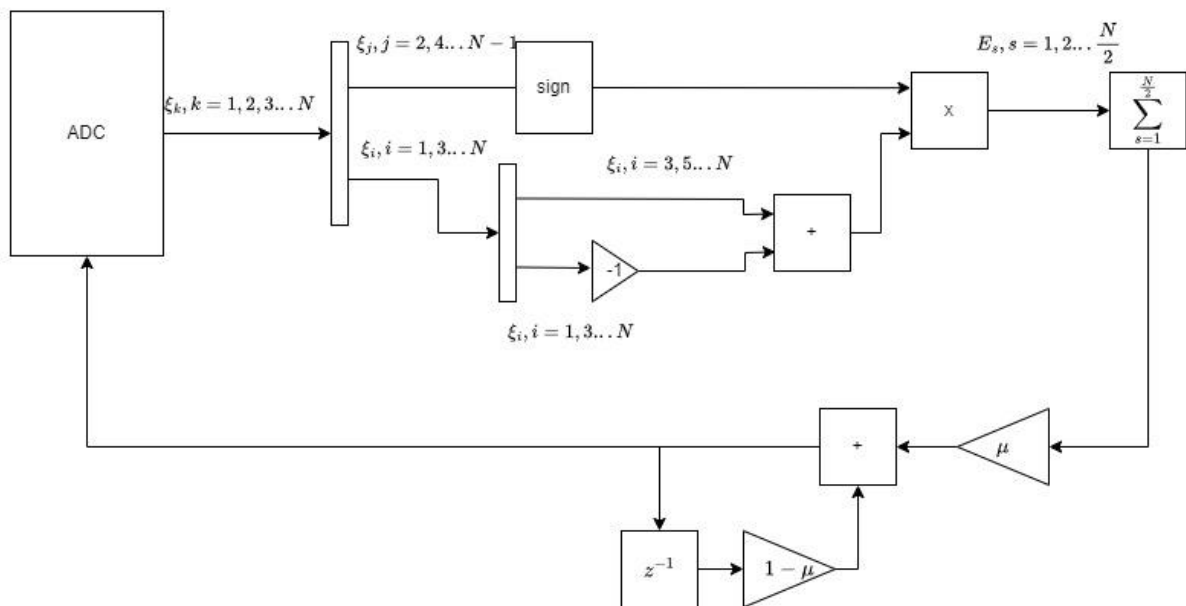


Рис. 2. Схема компенсации статистикой Гарднера

На рисунке 2 представлена блок схема, соответствующая предложенным формулам. Цифровой сигнал, подаваемый в качестве обратной связи на АЦП, определяет, в первую очередь, направление триммирования. Изменяя μ можно регулировать устойчивость и сходимость контура. Также для устойчивости имеет смысл применять статистику не каждый такт, а через несколько тактов.

Данный алгоритм, как будет показано в разделе 5, достаточно эффективен. Однако использование знака вместо значения целевых отсчетов снижает устойчивость и ухудшает сходимость. В ином случае, требуется использовать затратную операцию умножения. Предлагаемое ниже решение лишено необходимости перемножать числа и показывает в отдельных ситуациях лучшую сходимость.

4. АЛГОРИТМ НА ОСНОВЕ РАЗНОСТНОГО КРИТЕРИЯ

На рисунке 1 можно наблюдать, что возникновение фазовой ошибки в среднем приводит к сближению или отдалению соседних отсчетов по значению. Данный факт будет использован при обнаружении ошибки. В качестве меры “близости” используется модуль разности соседних отсчетов.

$$d_k = |\xi_k - \xi_{k-1}|, k = 1, 2, 3, \dots, N \quad (6)$$

Получить знак триммирования из подобной статистики нельзя, поскольку ее величина всегда больше нуля. Поэтому рассчитывается отклонение отдельных разностей d_k от средней $M\{d_k\}$ по всему сигналу. Для оценки средней разности $M\{d_k\}$ используем контур $H(z)$ аналогичный (1.4). Далее рассматриваются две метрики

$$\begin{aligned} E1_i &= d_i - M\{d_k\}, i = 1, 3, 5, \dots \\ E2_j &= d_j - M\{d_k\}, j = 2, 4, 6, \dots \end{aligned} \quad (7)$$

Можно взять лишь одну из этих статистик, поскольку они сходятся к одинаковым по модулю и разным по знаку величинам.

$$E = M\{E_i^1\} - M\{E_i^2\} \quad (8)$$

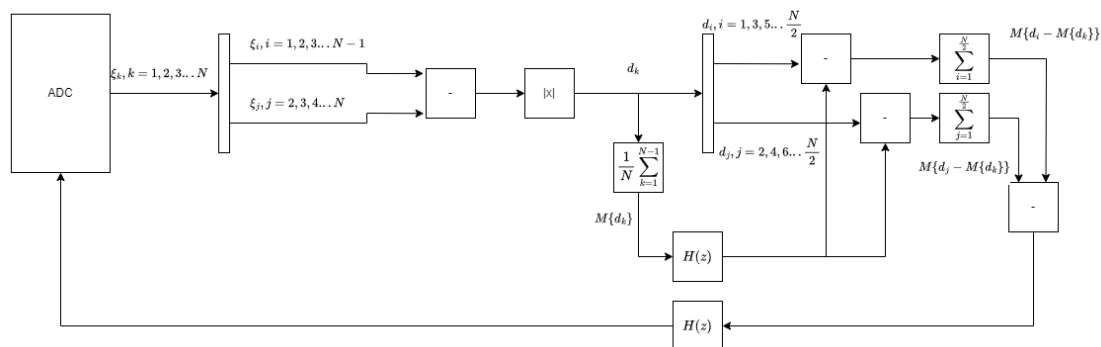


Рис. 3. схема разностной компенсации

На рисунке 3 представлена схема разностной компенсации. $H(z)$ в данном случае – контур, описанный в формуле (4).

5. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Результаты моделирования представлены в виде временных диаграмм эволюции отклонения фазы. Корректный алгоритм должен за определенное количество итераций сводить это значение к нулю. Было промоделировано 100 реализаций с разной исходной фазовой задержкой. График эволюции фазы для двух алгоритмов представлены на рисунке 4.

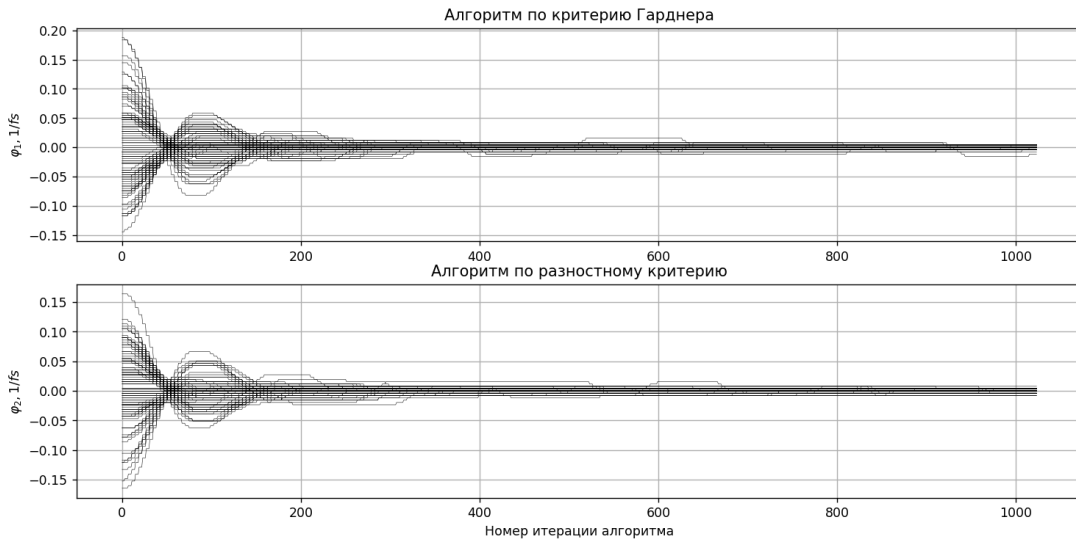


Рис. 4. Временная диаграмма триммирования фазы

На рисунке 5 сравниваются характеристики сходимости в виде отклонения фазы от нулевого значения

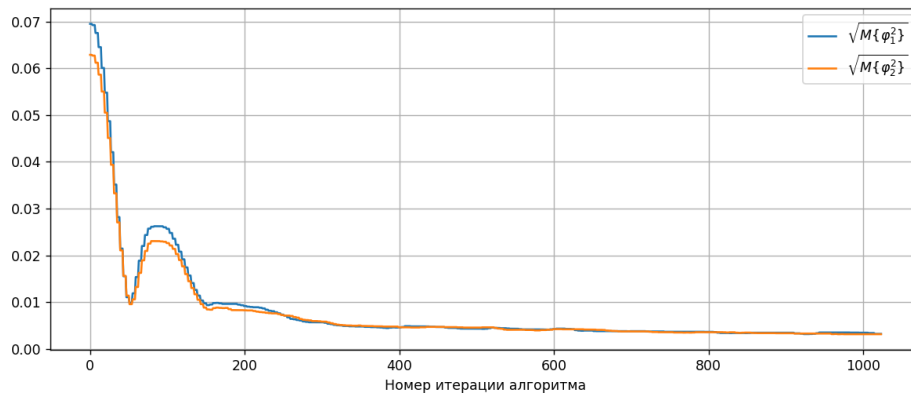


Рис. 5. Среднее отклонение фазы на каждой итерации

Из графиков видно, что сходимость фазы в обоих случаях одинаковая. Однако при моделировании использовалась статистика Гарднера (3). При использовании (5) результаты несколько хуже и преимущество разностного алгоритма при отсутствии умножения очевидно.

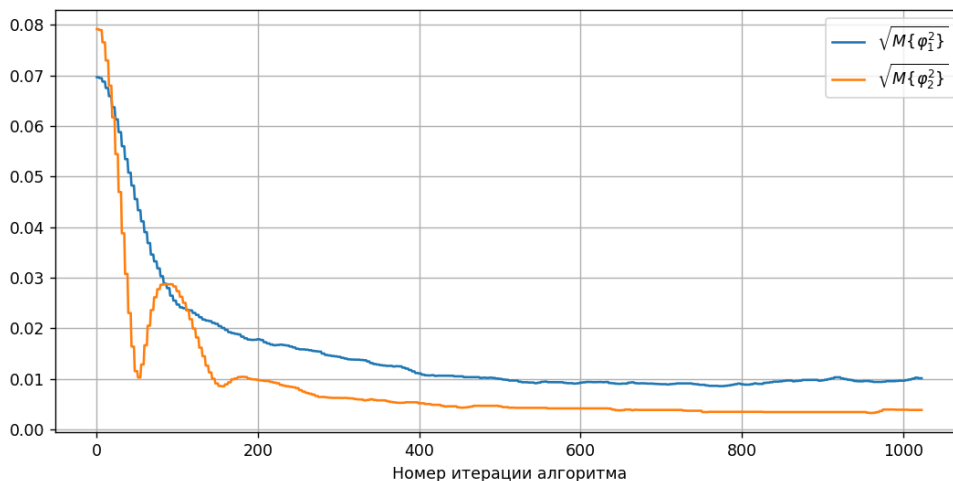


Рис. 6. Сравнение разностного алгоритма и знакового алгоритма Гарднера

6. ОБОБЩЕНИЕ ДЛЯ МНОГОФАЗОВОГО АЦП

В предыдущих разделах был рассмотрен случай, в котором все АЦП тактируются двумя сигналами. Четные отсчеты были смещены по времени относительно нечетных на некоторую ошибку $\Delta\varphi$, помимо периода дискретизации 2π . Оба рассмотренных критерия в том или ином виде использовали один паттерн – положение центрального отсчета из трех, его относительную близость к первому, либо к третьему. При наличии задержки у обоих сигналов, можно было компенсировать задержку лишь одного из них, в этом случае весь выходной сигнал будет задержан, что компенсируется в дальнейшем средствами цифровой обработки сигналов. Следует отметить, что общая задержка есть всегда, поскольку невозможно синхронизировать АЦП с символами цифровой информации непосредственно на выходе канала связи, который вообще может иметь нелинейную фазовую характеристику в частотной области.

Другое дело – ситуация, когда тактирующих сигналов больше двух. В этом случае, требуется компенсировать более одной фазы, причем отклонения одной фазы влияют на показания критерия фазовой ошибки соседней. Например, одинаковая задержка второго, третьего и четвертого сигнала в четырехфазовом АЦП приводит к тому, что критерий Гарднера (1.3) для показаний третьего АЦП будет равен нулю, поскольку моменты его измерений не будут иметь смещения в сторону одного из соседних отсчетов.

Неопределенность такого рода можно разрешить путем линейного преобразования исходной статистики. Преобразование для N групп АЦП

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_1 \\ \hat{E}_2 \\ \dots \\ \hat{E}_{N-2} \\ \hat{E}_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & 0 & \dots & 0 \\ -0.5 & 1 & -0.5 & \dots & 0 \\ & & \dots & & \\ 0 & \dots & -0.5 & 1 & -0.5 \\ 0 & \dots & 0 & -0.5 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ \dots \\ E_{N-2} \\ E_{N-1} \end{bmatrix} \quad (9)$$

где $E_1, E_2, E_3 \dots E_{N-1}$ - статистики полученные в разделах 3 и 4 для каждой группы измерений кроме первой. Эти величины можно назвать первичными, так как они отображают отклонение фазы лишь относительно соседних отсчетов. $E_1, E_2, E_3 \dots E_{N-1}$ - вторичная статистика, отображающая задержки относительно какой-то одной группы, принятой за неподвижную.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе были реализованы алгоритмы отслеживания фазы в рамках задачи триммирования фазовых задержек многоканального АЦП. Были получены блок-схемы алгоритмов, а также программные реализации. Было произведено сравнение двух алгоритмов.

К сожалению, из-за зависимости искажений системы тактирования от температуры, калибровку нельзя произвести однократно. Требуется отслеживание ошибки в реальном времени. Из-за большого количества операций, оценка отклонения фазы требует большого количества вычислительных ресурсов, поэтому устранение даже одной, но затратной операции при сохранении эффективности, является очень выгодным. В интегральных схемах такое изменение снижает задержку, а также энергопотребление и площадь элементов на плате.

Следует отметить, что эффективность работы представленных алгоритмов имеет сильную зависимость от коэффициентов сходимости. Их подбор следует производить

исходя из амплитуды сигнала. При неправильно подобранном коэффициенте, контур может оказаться неустойчивым или неоптимальным.

Представленные решения можно расширить на произвольное количество тактирующих сигналов, а соответственно и групп измерений. Такой переход требует линейного преобразования локальных оценок.

ЛИТЕРАТУРА

1. Проакис Дж., Цифровая связь, - Москва: "Радио и связь", 2000. 23с
2. Benwei Xu, Calibration techniques for high speed time-interleaved ADC, The University of Texas at Dallas, 2017. 5-14p
3. Ian J. Dedic; Gavin L. Allen Sampling US20100253414A1, Filed Jan. 13, 2010, Pub. Date: Oct. 7, 2010
4. John R. Barry, Edward A. Lee, David G. Messerschmitt Digital Communication, 2003 739-760 p.
5. Masami Kihara, Sadayasu Ono, Pekka Eskelinen Digital clocks for synchronization and communications, Artech House telecommunications library, 2003, 51-72 p.

REFERENCES

1. Proakis J., Digital Communications, - Moscow: "Radio i svyaz", 2000. 23p
2. Benwei Xu, Calibration techniques for high speed time-interleaved ADC, The University of Texas at Dallas, 2017. 5-14p
3. Ian J. Dedic; Gavin L. Allen Sampling US20100253414A1, Filed Jan. 13, 2010, Pub. Date: Oct. 7, 2010
4. John R. Barry, Edward A. Lee, David G. Messerschmitt Digital Communication, 2003 739-760 p.
5. Masami Kihara, Sadayasu Ono, Pekka Eskelinen Digital clocks for synchronization and communications, Artech House telecommunications library, 2003, 51-72 p.

МАТРИЧНАЯ ФОРМА ОПЕРАТОРА ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ФУНКЦИИ, ПРЕДСТАВЛЕННОЙ МОДИФИЦИРОВАННЫМ РЯДОМ КОТЕЛЬНИКОВА

А. Ю. Востров¹, И. С. Дмитриев¹, М. П. Сличенко¹

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрена линейная операция дифференцирования периодической функции с финитным спектром Фурье представленной модифицированным рядом Котельникова. Получено выражение для матрицы оператора дифференцирования, осуществляющего линейное отображение вектора отсчетов функции в вектор отсчетов её производной.

Ключевые слова: линейный оператор, матричная форма, дифференцирование, теорема отсчетов Котельникова.

MATRIX FORM OF DIFFERENTIATION OPERATOR OF A PERIODIC FUNCTION REPRESENTED BY A MODIFIED KOTELNIKOV SERIES

A. Yu. Vostrov¹, I. S. Dmitriev¹, M. P. Slichenko¹

¹JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. The linear operation of differentiation of a periodic function with a finite Fourier spectrum represented by a modified Kotelnikov series is considered. An expression is obtained for the matrix of the differentiation operator, which carries out a linear mapping of the vector of samples of a function into the vector of samples of its derivative.

Keywords: linear operator, matrix form, differentiation, Kotelnikov's sampling theorem.

1. ВВЕДЕНИЕ

Во многих областях науки и техники применяется представление непрерывных функций их дискретными эквидистантными отсчетами (ДЭО) в соответствии с теоремой Котельникова [1]. В [2, 3] показано, что если такая функция периодична и имеет финитный спектр Фурье, бесконечный ряд Котельникова сворачивается во взвешенную сумму конечного числа её ДЭО на периоде.

Линейный оператор (ЛО) дифференцирования функции изменяет комплексные амплитуды её спектральных компонент и не порождает новых гармоник. Следовательно, производную исходной функции можно представить тем же числом ДЭО, которым представлена сама функция. Таким образом, результат воздействия ЛО дифференцирования на непрерывную функцию эквивалентен линейному отображению вектора её ДЭО в вектор ДЭО её производной посредством умножения вектора отсчетов функции на соответствующую матрицу.

Цель работы – получить выражение для матрицы ЛО дифференцирования периодической функции с финитным спектром Фурье, представленной модифицированным рядом Котельникова.

2. МОДИФИЦИРОВАННЫЙ ИНТЕРПОЛЯЦИОННЫЙ РЯД КОТЕЛЬНИКОВА

В [2, 3] показано, что непрерывная периодическая функция $s(t)$ вещественного аргумента с финитным спектром Фурье однозначно определяется её ДЭО: $s_n = s(2\pi(n-1)/N)$, $n = \overline{1, N}$, N – целое число отсчетов аргумента функции на периоде

2π , удовлетворяющее условию применимости теоремы отсчетов Котельникова $N > 2F$, F – номер высшей гармоники в спектре $s(t)$. Непрерывная функция $s(t)$ связана со своими ДЭО s_n через модифицированный интерполяционный ряд Котельникова:

$$s(t) = \sum_{n=1}^N \left[s_n \Psi(t - 2\pi(n-1)/N, N) \right], \quad (1)$$

где $\Psi(t, N)$ – ядро разложения:

$$\Psi(t, N) = \frac{1}{N} + \frac{1}{N} \begin{cases} \sum_{m=1}^{(N/2)-1} [2 \cos(mt)] + \cos(N/2t), N - \text{чёт}, \\ \sum_{m=1}^{(N-1)/2} [2 \cos(mt)], N - \text{нечёт}. \end{cases} \quad (2)$$

3. ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩАЯ МАТРИЦА

Производную $s(t)$ в виде (1) согласно [2, 3] можно записать как:

$$\frac{ds(t)}{dt} = \sum_{n=1}^N \left[s_n \frac{d}{dt} \Psi(t - 2\pi(n-1)/N, N) \right], \quad (3)$$

где производная ядра разложения по аргументу t имеет вид:

$$\frac{d}{dt} \Psi(t, N) = \frac{1}{N} \begin{cases} \sum_{m=1}^{(N/2)-1} [-2m \sin(mt)] - N/2 \sin(N/2t), N - \text{чёт}, \\ \sum_{m=1}^{(N-1)/2} [-2m \sin(mt)], N - \text{нечёт}. \end{cases}$$

Производную $s(t)$ можно однозначно представить ДЭО, $s'_m = \frac{d}{dt} s(2\pi(m-1)/N)$, $m = \overline{1, N}$, которые согласно (3) можно вычислить по формуле:

$$s'_m = \sum_{n=1}^N \left[s_n \frac{d}{dt} \Psi(2\pi(m-1)/N - 2\pi(n-1)/N, N) \right]. \quad (4)$$

Выражение (4) эквивалентно матрично-векторному произведению:

$$\mathbf{s}' = \mathbf{D}^T \mathbf{s},$$

где вектор-столбец $\mathbf{s}' = (s'_1 \ s'_2 \ \dots)^T$ ДЭО производной $s(t)$ длиной N ; элементы дифференцирующей матрицы \mathbf{D} размера $N \times N$ имеют вид:

$$D_{n,m} = \frac{d}{dt} \Psi(2\pi(m-n)/N, N),$$

где $n, m = \overline{1, N}$ – индексы соответственно строк и столбцов матрицы \mathbf{D} .

Дифференцирующая матрица \mathbf{D} позволяет вычислить ДЭО производной произвольной периодической функции с финитным спектром Фурье, представленной модифицированным рядом Котельникова.

Выражение для производной k -го порядка, $k \geq 2$, функции $s(t)$ запишем в виде:

$$\frac{d^k}{dt^k} s(t) = \frac{d}{dt} \frac{d^{k-1}}{dt^{k-1}} s(t). \quad (5)$$

Вектор-столбец $\mathbf{s}^{(k)} = \left(s_1^{(k)} \ s_2^{(k)} \ \dots \right)^T$ ДЭО производной k -го порядка $s(t)$, $k \geq 2$, с учетом (5) можно представить как:

$$\mathbf{s}^{(k)} = \mathbf{D}^T \mathbf{s}^{(k-1)} = \underbrace{(\mathbf{D} \cdot \dots \cdot \mathbf{D})^T}_{k \text{ матриц}} \mathbf{s} = (\mathbf{D}^k)^T \mathbf{s},$$

таким образом, ДЭО производной k -го порядка $s(t)$ можно вычислить из её ДЭО умножением на матрицу дифференцирования, возведенную в k -ю степень.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Линейный оператор дифференцирования периодической функции с финитным спектром Фурье представлен как линейное отображение вектора её дискретных отсчетов в вектор дискретных отсчетов её производной посредством умножения вектора отсчетов функции на дифференцирующую матрицу. Получено выражение для вычисления дифференцирующей матрицы на основе модифицированного ряда Котельникова. На основе дифференцирующей матрицы получено выражение для вычисления дискретных отсчетов кратной производной.

Программа вычисления дифференцирующей матрицы защищена свидетельством о государственной регистрации программ для ЭВМ [4].

ЛИТЕРАТУРА

1. Котельников В.А. Собрание трудов. / М.: Физматлит, 2008. – Т.1. – 90 с.
2. Дмитриев И.С., Сличенко М.П. Представление периодических функций с финитным спектром Фурье в виде модифицированного ряда Котельникова. // Радиотехника и электроника, 2015, № 5(60). – С. 529–534.
3. Дмитриев И.С., Сличенко М.П. Особенности интерполяции 2π -периодических функций с финитным спектром Фурье на основе теоремы отсчетов. // Журнал Радиоэлектроники, 2014, №1. – С. 1–10.
4. Востров А.Ю. (RU), Дмитриев И.С. (RU), Завалишина О.Н. (RU), Сличенко М.П. (RU) Программа расчёта дифференцирующей матрицы с помощью модифицированного ряда Котельникова. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2022684098, опубли. 08.12.2022.

REFERENCES

1. Kotelnikov V.A. Collection of works. M.: Fizmatlit, 2008. T.1. – 90 p.
2. Dmitriev I.S., Slichenko M.P. Representation of periodic functions with finite Fourier spectrum by a modified Kotelnikov series. // Radio engineering and electronics, 2015, No. 5 (60). – Pp. 529–534.
3. Dmitriev I.S., Slichenko M.P. Features of interpolation of 2π -periodic functions with a finite Fourier spectrum based on the sampling theorem. // Journal of Radioelectronics, 2014, No. 1. – Pp. 1–10.
4. Vostrov A.Yu. (RU), Dmitriev I.S. (RU), Zavalishina O.N. (RU), Slichenko M.P. (RU) Program for calculating a differentiating matrix using a modified Kotelnikov series. Certificate of state registration of the computer program No. 2022684098, publ. 08.12.2022.

МАТРИЧНАЯ ФОРМА ОПЕРАТОРА ФИЛЬТРАЦИИ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ФУНКЦИИ, ПРЕДСТАВЛЕННОЙ МОДИФИЦИРОВАННЫМ РЯДОМ КОТЕЛЬНИКОВА

А. Ю. Востров¹, И. С. Дмитриев¹, М. П. Сличенко¹

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрена линейная операция фильтрации периодической функции с финитным спектром Фурье представленной модифицированным рядом Котельникова. Получено выражение для матрицы оператора фильтрации, осуществляющей линейное отображение вектора отсчетов исходной функции в вектор отсчетов результатов фильтрации.

Ключевые слова: линейный оператор, матричная форма, фильтрация, теорема отсчетов Котельникова.

MATRIX FORM OF FILTERING OPERATOR OF A PERIODIC FUNCTION REPRESENTED BY A MODIFIED KOTELNIKOV SERIES

A. Yu. Vostrov¹, I. S. Dmitriev¹, M. P. Slichenko¹

¹JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. The linear operations of filtering over a periodic function with a finite Fourier spectrum represented by a modified Kotelnikov series are considered. Expressions are obtained for the matrix forms of filtering operation, through which the linear mappings of the vector of discrete samples of the original function are carried out.

Keywords: linear operator, matrix form, filter, Kotelnikov's sampling theorem.

1. ВВЕДЕНИЕ

Во многих областях науки и техники применяется представление непрерывных функций их дискретными эквидистантными отсчетами (ДЭО) в соответствии с теоремой Котельникова [1]. В [2, 3] показано, что если такая функция периодична и имеет финитный спектр Фурье, бесконечный ряд Котельникова сворачивается во взвешенную сумму конечного числа её ДЭО на периоде.

Линейный оператор (ЛО) фильтрации функции изменяет комплексные амплитуды её спектральных компонент и не порождает новых гармоник. Следовательно, результат фильтрации (РФ) исходной функции можно представить тем же числом ДЭО, которым представлена сама функция. Таким образом, результат воздействия ЛО на непрерывную функцию эквивалентен линейному отображению вектора её ДЭО в вектор ДЭО РФ посредством умножения вектора отсчетов исходной функции на соответствующую матрицу.

Цель работы – получить выражение для матрицы ЛО фильтрации периодической функции с финитным спектром Фурье, представленной модифицированным рядом Котельникова.

2. МОДИФИЦИРОВАННЫЙ ИНТЕРПОЛЯЦИОННЫЙ РЯД КОТЕЛЬНИКОВА

В [2, 3] показано, что непрерывная периодическая функция $s(t)$ вещественного аргумента с финитным спектром Фурье однозначно определяется её ДЭО: $s_n = s(2\pi(n-1)/N)$, $n = \overline{1, N}$, N – целое число отсчетов аргумента функции на периоде

2π , удовлетворяющее условию применимости теоремы отсчетов Котельникова $N > 2F$, F – номер высшей гармоники в спектре $s(t)$. Непрерывная функция $s(t)$ связана со своими ДЭО s_n через модифицированный интерполяционный ряд Котельникова:

$$s(t) = \sum_{n=1}^N \left[s_n \Psi(t - 2\pi(n-1)/N, N) \right], \quad (1)$$

где $\Psi(t, N)$ – ядро разложения:

$$\Psi(t, N) = \frac{1}{N} + \frac{1}{N} \begin{cases} \sum_{m=1}^{(N/2)-1} [2 \cos(mt)] + \cos(N/2t), N - \text{чёт}, \\ \sum_{m=1}^{(N-1)/2} [2 \cos(mt)], N - \text{нечёт}. \end{cases} \quad (2)$$

3. МАТРИЦА ФИЛЬТРАЦИИ

Запишем выражение для вычисления функции $s(t)$ в точке τ для четного числа N :

$$s(\tau) = \sum_{n=1}^N \left[\frac{1}{N} s_n \right] + \sum_{m=1}^{(N/2)-1} \sum_{n=1}^N \left[\frac{2}{N} s_n \cos(m(\tau - 2\pi(n-1)/N)) \right] + \sum_{n=1}^N \left[\frac{1}{N} s_n \cos(N/2(\tau - 2\pi(n-1)/N)) \right]. \quad (3)$$

Проанализируем (3): первый оператор суммы выражает постоянную составляющую $s(t)$, обозначим её C_0 , а символом C_m обозначим выражение:

$$C_m = \sum_{n=1}^N \left[\frac{1}{N} s_n \cos(m(\tau - 2\pi(n-1)/N)) \right],$$

которое описывает реальную часть комплексной амплитуды, полученной в результате преобразования Фурье над $s(t)$ для m -й гармоники, когда начало её периода смещено вправо на $(-\tau)$.

Повторяя приведенные рассуждения для нечетного N , получим выражение для $s(t)$ в виде ряда Фурье в случае четного и нечетного числа ДЭО функции на период:

$$s(t) = C_0 + \begin{cases} \sum_{m=1}^{(N/2)-1} [2C_m \cos(m(t-\tau))] + C_{N/2} \cos(N/2(t-\tau)), N - \text{чёт}, \\ \sum_{m=1}^{(N-1)/2} [2C_m \cos(m(t-\tau))], N - \text{нечёт}. \end{cases} \quad (4)$$

Обозначим РФ, полученный преобразованием амплитудного и фазового спектра $s(t)$, символом $\sigma(t)$. Это преобразование эквивалентно умножению амплитуд гармоник C_m в (4) на комплексные коэффициенты \dot{K}_m , $m = 0, 1, \dots$:

$$\sigma(t) = \dot{K}_0 C_0 + \begin{cases} \sum_{m=1}^{(N/2)-1} [2\dot{K}_m C_m \cos(m(t-\tau))] + \dot{K}_{N/2} C_{N/2} \cos(N/2(t-\tau)), N - \text{чёт}, \\ \sum_{m=1}^{(N-1)/2} [2\dot{K}_m C_m \cos(m(t-\tau))], N - \text{нечёт}. \end{cases} \quad (5)$$

Соответственно, величина $|\dot{K}_m|$ определяет амплитудно-частотное, а $\arg(\dot{K}_m)$ – фазо-частотное преобразование m -й гармоники $s(t)$.

Формулу (5), аналогично (1), можно переписать в виде:

$$\sigma(t) = \sum_{n=1}^N [s_n \dot{\Psi}_{\dot{\mathbf{K}}} (t - 2\pi(n-1)/N, N)], \quad (6)$$

ядро разложения с амплитудно-фазовым преобразованием спектра имеет вид:

$$\dot{\Psi}_{\dot{\mathbf{K}}} (t, N) = \frac{\dot{K}_0}{N} + \frac{1}{N} \begin{cases} \sum_{m=1}^{(N/2)-1} [2\dot{K}_m \cos(mt)] + \dot{K}_{N/2} \cos(N/2t), N - \text{чёт}, \\ \sum_{m=1}^{(N-1)/2} [2\dot{K}_m \cos(mt)], N - \text{нечёт}. \end{cases} \quad (7)$$

Формула (6) описывает в дискретном виде преобразование сигнала $s(t)$, поступающего на вход линейной системы, в сигнал $\sigma(t)$ на выходе. В правой части (6) имеет место свертка сигнала $\sigma(t)$ и импульсной характеристики (7), которая получена как обратное дискретное преобразование Фурье над амплитудно-фазовой частотной характеристикой (АФЧХ) линейной системы, заданной коэффициентами \dot{K}_m , $m = \overline{0, 1, \dots}$.

Непрерывную функцию $\sigma(t)$ можно однозначно представить ДЭО, $\sigma_m = \sigma(2\pi(m-1)/N)$, $m = \overline{1, N}$, которые согласно (6) можно вычислить по формуле:

$$\sigma_m = \sum_{n=1}^N [s_n \dot{\Psi}_{\dot{\mathbf{K}}} (2\pi(m-1)/N - 2\pi(n-1)/N, N)], \quad (8)$$

Выражение (8) эквивалентно матрично-векторному произведению:

$$\boldsymbol{\sigma} = \dot{\mathbf{F}}^T \mathbf{s},$$

где вектор-столбец $\boldsymbol{\sigma} = (\sigma_1 \sigma_2 \dots)^T$ ДЭО $\sigma(t)$ длиной N ; элементы фильтрующей матрицы $\dot{\mathbf{F}}$ размера $N \times N$ имеют вид:

$$\dot{F}_{n,m} = \dot{\Psi}_{\dot{\mathbf{K}}} (2\pi(m-n)/N, N),$$

где $n, m = \overline{1, N}$ – индексы соответственно строк и столбцов матрицы $\dot{\mathbf{F}}$.

Матрица фильтрации $\dot{\mathbf{F}}$ преобразует в соответствии с заданной дискретной АФЧХ амплитудный и фазовый спектр произвольной периодической функции с финитным спектром Фурье представленной модифицированным рядом Котельникова.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Линейный оператор фильтрации периодической функции с финитным спектром Фурье представлен как линейное отображение вектора её дискретных отсчетов в вектор дискретных отсчетов результата фильтрации исходной функции посредством

умножения вектора отсчетов функции на фильтрующую матрицу. Получено выражение для вычисления фильтрующей матрицы на основе модифицированного ряда Котельникова и заданной дискретной амплитудно-фазовой частотной характеристикой фильтра.

Программы вычисления фильтрующей матрицы защищены свидетельствами о государственной регистрации программ для ЭВМ [4–6].

ЛИТЕРАТУРА

1. Котельников В.А. Собрание трудов. / М.: Физматлит, 2008. – Т.1. – 90 с.
2. Дмитриев И.С., Сличенко М.П. Представление периодических функций с финитным спектром Фурье в виде модифицированного ряда Котельникова. // Радиотехника и электроника, 2015, № 5(60). – С. 529–534.
3. Дмитриев И.С., Сличенко М.П. Особенности интерполяции 2π -периодических функций с финитным спектром Фурье на основе теоремы отсчетов. // Журнал Радиоэлектроники, 2014, №1. – С. 1–10.
4. Востров А.Ю. (RU), Дмитриев И.С. (RU), Завалишина О.Н. (RU), Сличенко М.П. (RU) Программа расчёта матрицы фазовой фильтрации с помощью модифицированного ряда Котельникова. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023686798, опубл. 01.12.2023.
5. Востров А.Ю. (RU), Дмитриев И.С. (RU), Завалишина О.Н. (RU), Сличенко М.П. (RU) Программа расчёта матрицы амплитудной фильтрации с помощью модифицированного ряда Котельникова. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023682960, опубл. 26.10.2023.
6. Востров А.Ю. (RU), Дмитриев И.С. (RU), Завалишина О.Н. (RU), Сличенко М.П. (RU) Программа расчёта фильтрующей матрицы с помощью модифицированного ряда Котельникова. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023683847, опубл. 01.11.2023.

REFERENCES

1. Kotelnikov V.A. Collection of works. M.: Fizmatlit, 2008. T.1. – 90 p.
2. Dmitriev I.S., Slichenko M.P. Representation of periodic functions with finite Fourier spectrum by a modified Kotelnikov series. // Radio engineering and electronics, 2015, No. 5 (60). – Pp. 529–534.
3. Dmitriev I.S., Slichenko M.P. Features of interpolation of 2π -periodic functions with a finite Fourier spectrum based on the sampling theorem. // Journal of Radioelectronics, 2014, No. 1. – Pp. 1–10.
4. Vostrov A.Yu. (RU), Dmitriev I.S. (RU), Zavalishina O.N. (RU), Slichenko M.P. (RU) Program for calculating the phase filtering matrix using a modified Kotelnikov series. Certificate of state registration of the computer program No. 2023686798, publ. 01.12.2023.
5. Vostrov A.Yu. (RU), Dmitriev I.S. (RU), Zavalishina O.N. (RU), Slichenko M.P. (RU) Program for calculating the amplitude filtering matrix using a modified Kotelnikov series. Certificate of state registration of the computer program No. 2023682960, publ. 26.10.2023.
6. Vostrov A.Yu. (RU), Dmitriev I.S. (RU), Zavalishina O.N. (RU), Slichenko M.P. (RU) Program for calculating the filter matrix using a modified Kotelnikov series. Certificate of state registration of the computer program No. 2023683847, publ. 01.11.2023.

МЕТОДИКА ДОСТАВКИ МНОГОПАКЕТНЫХ СООБЩЕНИИ ПО ДЕКАМЕТРОВЫМ КАНАЛАМ С ЗАДАННОЙ ОПЕРАТИВНОСТЬЮ

И.В. Соколовский, О.И. Сорокин

Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого (ФВА РВСН им. Петра Великого), Серпухов, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассматривается методика оптимизации параметров ТПД на сеансе связи, которые позволяют доставить многопакетное сообщение (МПС) с требуемой достоверностью и оперативностью. Рассматриваемыми параметрами являются количество пакетов в МПС, число повторов на каждый пакет, а также количество каналов в направлении земля-борт.

Ключевые слова: многопакетное сообщение, оперативность, протокол.

МЕТОДИКА ДОСТАВКИ МНОГОПАКЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ ПО ДЕКАМЕТРОВЫМ КАНАЛАМ С ЗАДАННОЙ ОПЕРАТИВНОСТЬЮ

И.В. Соколовский, О.И. Сорокин

Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого (ФВА РВСН им. Петра Великого), Серпухов, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассматривается методика оптимизации параметров ТПД на сеансе связи, которые позволяют доставить многопакетное сообщение (МПС) с требуемой достоверностью и оперативностью. Рассматриваемыми параметрами являются количество пакетов в МПС, число повторов на каждый пакет, а также количество каналов в направлении земля-борт.

Ключевые слова: многопакетное сообщение, оперативность, протокол.

1. ВВЕДЕНИЕ

Известно, что самолеты военного назначения, самолеты МЧС и других министерств и ведомств в ходе своего полета могут выполнять различные целевые задачи. При этом совокупность задач в ходе полета может меняться в зависимости от складывающейся обстановки. Выполнение тех или иных задач требует наличия на борту самолета некоторого объема данных, необходимых для реализации траектории полета и выполнения соответствующих маневров и задач. Доставка большого объема информации на борт самолета представляет собой нетривиальную задачу, поскольку она должна произойти в сжатые сроки и с высокой достоверностью. Как правило, информационный тракт «земля-борт» строится с использованием декаметровых каналов. Это связано с тем, что расстояние от командного пункта (центра управления полетом) до борта летательного аппарата может достигать несколько тысяч километров [1]. Однако пропускная способность существующих декаметровых каналов на таких расстояниях невысока (1200, 2400 бит/с). Доставка больших объемов информации при таких скоростях передачи требует значительного времени. Снижение времени доставки, и сохранение требуемой достоверности предлагается реализовать с помощью асимметричного тракта передачи данных, состоящего из совокупности параллельных каналов передачи данных (КПД), созданных на основе декаметровых каналов в направлении земля – борт, и одного КПД в направлении борт – земля, также

реализованного на базе декаметрового канала. При этом передача информации на борт реализуется путем распараллеливания потока данных источника сообщений на пакеты, передачи пакетов по парциальным (отдельным) КПД (1...q), а квитирование всех принятых пакетов реализуется по обратному КПД [1].

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Доставку пакетов во всех парциальных КПД предлагается реализовывать на основе протокола канального уровня X.25. Отметим, что данный протокол ориентирован на реализацию технологии пакетной коммутации на каналах низкого качества, где вероятность битовой ошибки в канале может достигать величины 10^{-2} , что характерно для декаметровых каналов, при этом требуемая достоверность доведения обеспечивается за счет помехоустойчивого кодирования и реализации принципа решающей обратной связи [2]. Обобщенная структура асимметричного тракта передачи данных представлена на рисунке 1.

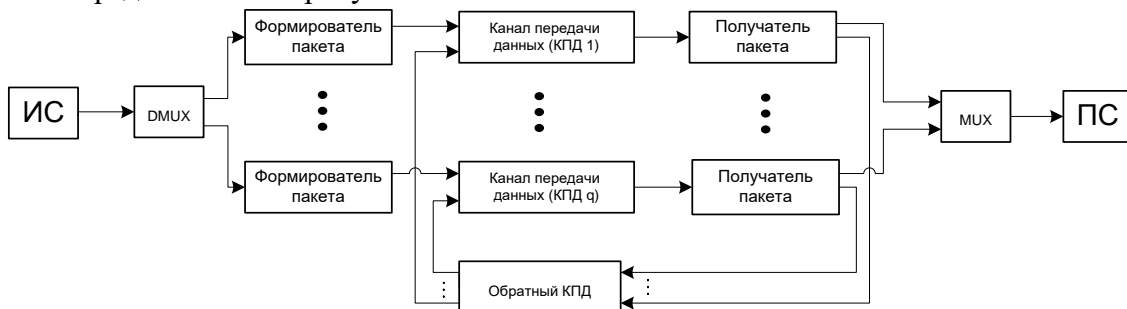


Рис. 1. Обобщенная структура асимметричного тракта передачи данных

Наличие большого числа каналов, вне всякого сомнения, увеличит оперативность, однако в этом соединении необходимо найти оптимальные параметры по длине передаваемого пакета (L_k), по количеству повторов на передаваемый пакет (g), а так же по числу используемых каналов передачи данных в направлении «земля-борт» (q). Задача нахождения оптимальных параметров ТПД, обеспечивающих заданные вероятностно-временные характеристики (ВВХ) доставки многопакетного сообщения (МПС) [3,5], имеет следующий вид: найти такое минимальное количество отдельных типовых КПД многоканального асимметричного ТПД, которое обеспечит гарантированное по ВВХ доведение фиксированного объема информации.

Исходные данные для решения задачи таковы.

1. Требования заказчика (системы более высокого уровня) к информационному обмену:

I – объем передаваемого сообщения, бит;

$P_{дов}^{mp}$ – требуемая вероятность доведения сообщения объемом I бит (для рассматриваемой в статье системы это значение не должно быть меньше 0.995);

$T_{дов}^{доп}$ – допустимое максимальное время доведения сообщения объемом I не должно превышать 20 секунд.

2. Ограничения, определяемые сеансом связи: все типовые КПД однородны по вероятности битовой ошибки ($p_0 - const$) и по скорости передачи информации ($V_{пи} - const$).

3. Параметры МОАТПД, показывающие степень внутреннего совершенства процесса информационного обмена в нём:

u^* – количество пакетов (кадров) МПС, на которое разбито сообщение объемом I/q^* , передаваемого по одному типовому КПД МОАТПД;

L_k^* – длина пакета (кадра) с учетом служебных полей;

g^* – количество повторов каждого кадра на сеансе передачи в типовом КПД;

q^* – число отдельных типовых КПД в МОАТПД.

Как правило, в ТПД подобного типа длина квитанции и кадра для фиксированной вероятности битовой ошибки прямых и обратного типовых КПД задается параметрически [2], т.е. L_k -const, L_{kv} -const, тогда задача нахождения оптимальных параметров ТПД будет иметь вид: найти оптимальные значения параметров отдельного типового КПД и их числа в тракте $\{u^*, g^*, q^*\}$, при которых количество таких КПД будет минимально

$$\text{Найти } \{u^*, g^*, q^*\} = \underset{\substack{u=u_{\min}, u_{\max} \\ g=1, g_{\max} \\ q=1, q_{\max}}}{\arg \min} q (I : (P_{\text{дов}} \geq P_{\text{дов}}^{\text{треб}}) \wedge (T_{\text{дов}} \leq T_{\text{дов}}^{\text{дон}})) \quad (1)$$

Решение данной задачи можно осуществить, например, методом полного перебора величин g и q , начиная с меньших. При этом:

- для каждой фиксированной пары g и q требуется строить математическую модель доставки МПС объемом $u=I/q$ кадров по одному типовому КПД;
- находить по данной модели вероятность доведения данного МПС $P_{\text{МПС}}$ за время $T_{\text{дов}}^{\text{дон}}$;
- находить $P_{\text{МПС}}^q$;
- сравнивать $P_{\text{МПС}}^q \geq P_{\text{дов}}^{\text{треб}}$;
- первые значения g и q , при которых будет выполняться неравенство пункта г), и будут являться оптимальными.

Необходимо сказать, что требование по вероятности доведения мы достигаем путем увеличения числа повторов на каждый передаваемый пакет. Увеличение числа повторов позволяет реализовать принцип мажоритарной обработки повторов (МОП) на приемной стороне (получить вероятность ошибки эквивалентную - $p_{\text{эkv}}$), что значительно повысит достоверность [4]. Вышесказанное позволяет создать алгоритм методики нахождения оптимальных сеансовых параметров (L_k^*, g^*, q^*)

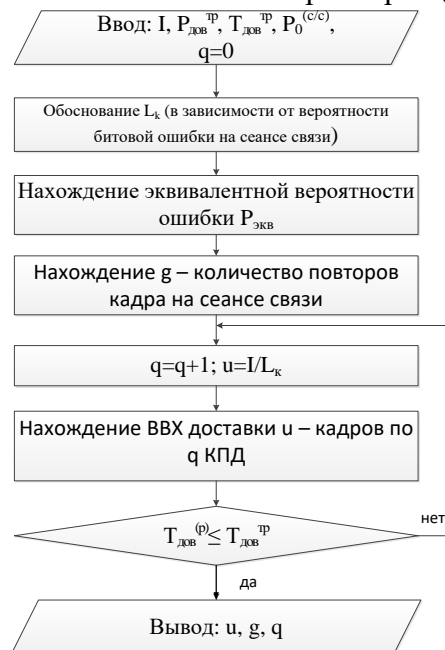


Рис. 2. Алгоритм методики нахождения оптимальных сеансовых параметров (u^*, g^*, q^*)

По данному алгоритму был проведен анализ ВВХ процесса доведения МПС состоящего из 96 пакетов (каждый пакет размерностью 200 бит, квитанция 32 бита), по каналу связи с вероятностью битовой ошибки 10^{-3} , скорость передачи в прямом и обратном каналах 600 бит/с.

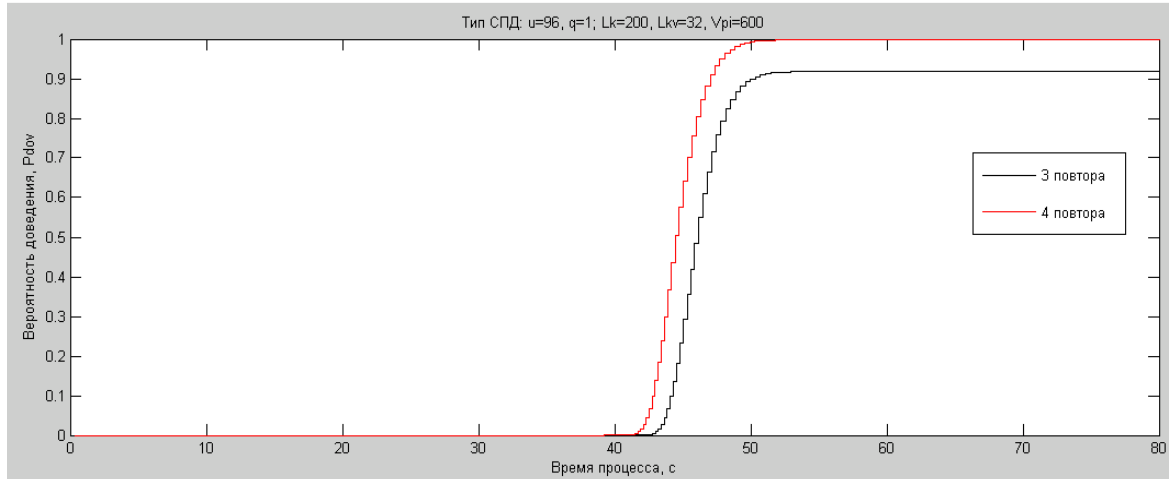


Рис. 3. ВВХ процесса доведения МПС по 1 каналу

На рисунке 3 представлены графики доведения МПС при 3 и 4 повторах. Из данных графиков следует, что применение всех существующих вариантов МОП при 4 повторах [4] позволяют достичь требуемой вероятности доведения.

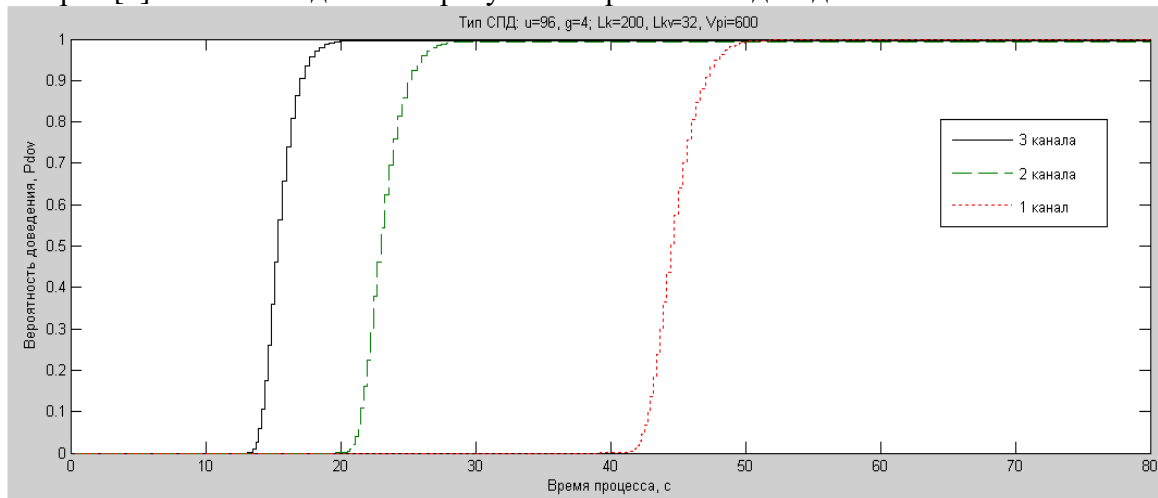


Рис. 4. ВВХ процесса доведения МПС по 1, 2 и 3 каналам.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

После получения требуемой вероятности доведения за счет увеличения числа повторов, разделяем поток информации на q каналов, тем самым выполняем требование по оперативности, тем самым вероятность доведения остается прежней, это подтверждается аналитически:

$$\left[P_{\text{дов}}^{(u)} \right]^q = P_{\text{дов}}^u \quad (2)$$

ЛИТЕРАТУРА

1. Войткевич К.Л. Современное оборудование сети авиационной электросвязи / Белоусов Е.Л., Кейстович А.В., Войткевич К.Л., Брянцев В.Ф., Сайфетдинов Х.И. // Системы и средства связи, телевидения и радиовещания. – 2012. – № 1-2. – С. 70-73.
2. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы./СПб. – Питер, 2019. - 944 с.
3. Информационный обмен в сетях передачи данных. Марковский подход: Монография / Цимбал В.А. – М.: «Вузовская книга», 2014. – 143 с.
4. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. – М.: Советское радио, 1963. – 575 с.
5. Цимбал В.А., Вальваков А.М. Попов М.Ю. Анализ характеристик конечных марковских цепей при разных шагах переходов// Известия Института инженерной физики. 2011. №1. с.53

REFERENCES

1. Voitkevich K.L. Modern equipment for aviation telecommunication networks / Belousov E.L., Keistovich A.V., Voitkevich K.L., Bryantsev V.F., Sayfetdinov Kh.I. // Systems and means of communication, television and radio broadcasting. – 2012. – No. 1-2. – pp. 70-73.
2. Olifer V.G., Olifer N.A. Computer networks. Principles, technologies, protocols./SPb. – Peter, 2019. - 944 p.
3. Information exchange in data networks. Markov approach: Monograph / Tsimbal V.A. – M.: “University Book”, 2014. – 143 p.
4. Fink L.M. The theory of discrete message transmission. – M.: Soviet radio, 1963. – 575 p.
5. Tsimbal V.A., Valvakov A.M. Popov M.Yu. Analysis of the characteristics of finite Markov chains at different transition steps // News of the Institute of Engineering Physics. 2011. No. 1. p.53

МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО ЦИФРОВОГО ПРИЕМНИКА

Б.В. Илларионов, Д.С. Малиев, В.В. Филоненко

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

Аннотация. В интересах снижения массогабаритных и энергетических параметров средств радиомониторинга предложена методика проектирования широкополосного приемника на доступной элементной базе, обеспечивающая проведение полосовой дискретизации обнаруженных сигналов и систематизацию процесса цифровой обработки сигналов.

Ключевые слова: цифровой приемник, полосовая дискретизация, преобразование частоты, квадратурная обработка.

APPROVED BY THE ORGANIZING COMMITTEE REQUIREMENTS FOR THE DESIGN OF REPORTS

B.V. Illarionov, D.S. Maliev, V.V. Filonenko

MESC «Zhukovsky – Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. In the interests of reducing the weight, size and energy parameters of radio monitoring tools, a methodology for designing a broadband receiver on an accessible element base is proposed, which ensures bandpass sampling of detected signals and systematization of the digital signal processing process.

Keywords: digital receiver, bandpass sampling, frequency conversion, quadrature processing.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современное состояние и тенденции развития широкополосных информационных систем характеризуются разработкой и развертыванием в рамках используемого диапазона электромагнитного спектра большого числа радиоэлектронных средств различного назначения. В этой связи средства радиомониторинга электромагнитного спектра должны включать широкополосные приемники, обеспечивающие беспоисковое обнаружение сигналов и измерение их параметров в широком диапазоне частот [1].

Современный широкополосный приемник (ШПП), обеспечивающий прием сигналов в широком диапазоне частот, включает в себя аналоговую и цифровую части, связанные между собой аналого-цифровым преобразователем (АЦП). Улучшение энергетических и массогабаритных характеристик ШПП возможно достичь за счет уменьшения аналоговой части, что требует использования высокоскоростных широкополосных АЦП и систематизации процессов цифровой обработки сигналов [2].

Целью статьи является снижение массогабаритных и энергетических параметров широкополосного приемника средств радиомониторинга за счет систематизации процесса цифровой обработки сигналов при проектировании широкополосного приемника.

Цифровой ШПП может быть построен по схеме многоканального приемника, рабочий диапазон частот которого разбивается на M поддиапазонов с полосой анализа Δf_i , а каждый канал содержит аналоговую часть, обеспечивающую предварительное усиление и понижающее преобразование спектра высокочастотного сигнала,

находящегося в полосе анализа Δf_i , в интересах согласования с характеристиками АЦП [2]. Аналоговая часть каждого из каналов цифрового ШПП может быть построена по любой классической схеме в зависимости от требуемых массогабаритных и энергетических параметров.

2. ПОЛОСОВАЯ ДИСКРЕТИЗАЦИЯ

Для реализации цифровой обработки сигналов в каждом канале цифрового многоканального ШПП реализуется дискретизация непрерывных сигналов в полосе анализа $\Delta f_i = f_{i\max} - f_{i\min}$ аналого-цифровым преобразователем с частотой дискретизации f_{di} , определяемой теоремой Котельникова для исключения частотной неоднозначности [2]:

$$f_{di} \geq 2f_{i\max}, \quad (1)$$

где $f_{i\max}$ – максимальная частота непрерывных сигналов в полосе анализа i -го канала цифрового ШПП.

Условие (1) требует при синтезе ШПП использования аналоговой части, обеспечивающей понижающее преобразование спектра высокочастотных сигналов в полосе анализа Δf_i каждого из каналов, или дорогостоящих высокоскоростных АЦП. Однако, в соответствии с теоремой о свертке, спектр дискретной последовательности содержит периодически повторяющиеся копии исходного спектра непрерывного сигнала, период повторения которых равен частоте их дискретизации f_d [3].

В этих условиях в каждом канале цифрового ШПП возможно реализовать полосовую дискретизацию (субдискретизацию), – заключающуюся в дискретизации непрерывных сигналов в полосе анализа Δf_i с такой частотой дискретизации f_{di}^R , которая удовлетворяет условию (1) для одной из низкочастотной копии исходного спектра непрерывного сигнала, размещенной в R зоне дискретизации. Данное обстоятельство позволяет рассматривать одну из копий спектра исходного сигнала, спектральные компоненты которой расположены в полосе частот от 0 Гц до $f_{di}^R/2$ Гц, и проводить дискретизацию с более низкой частотой f_{di}^R , зависящей только от полосы анализа Δf_i i -го канала цифрового ШПП:

$$f_{di}^R \geq 2\Delta f_i. \quad (2)$$

Выбираемая частота дискретизации f_{di}^R определяет период повторения положительных и отрицательных копий спектра исходного непрерывного сигнала $x(t)$ на частотной оси. Для исключения их пересечения частота дискретизации f_{di}^R для выбранной зоны дискретизации R (номер копии спектра сигнала) должна находиться в пределах приемлемого диапазона частот [3]:

$$2f_{i\max}/(R+1) \leq f_{di}^R \leq 2f_{i\min}/R. \quad (3)$$

где $f_{i\max}$, $f_{i\min}$ – граничные частоты полосы анализа i -го канала цифрового ШПП.

Выражение (3) обеспечивает выбор максимальной (правая часть) и минимальной (левая часть) частоты дискретизации f_{di}^R непрерывных сигналов в полосе анализа Δf_i для заданной зоны дискретизации R , определяемых границами «стыковки» положительных и отрицательных копий.

Максимально возможное количество непересекающихся копий спектра непрерывных сигналов, размещенных в полосе анализа Δf_i , которые могут уместиться

на частотной оси с учетом его частотных характеристик, определяется согласно выражения как наибольшее целое число:

$$R_{\max} = \frac{f_{i \max}}{\Delta f_i}. \quad (4)$$

С учетом выражения (4) пределы приемлемого диапазона частоты дискретизации f_{di}^R для выбранной зоны дискретизации R будут определяться следующим выражением:

$$2\Delta f_i R_{\max} / (R+1) \leq f_{di}^R \leq 2\Delta f_i (R_{\max} - 1) / R. \quad (5)$$

С использованием выражения (5) построены зависимости нормированной относительно ширины полосы анализа i -го канала частоты дискретизации $f_{di}^R / \Delta f_i$ от максимального количества копий спектра R_{\max} , представленные на рисунке 1. Данные зависимости иллюстрируют границы приемлемого диапазона частот для различных зон дискретизации R и обеспечивают при фиксированном R_{\max} выбор минимальной частоты дискретизации f_{di}^R в R -й зоне дискретизации для проведения полосовой дискретизации непрерывных сигналов в полосе анализа Δf_i при отсутствии пересечения копий спектра.

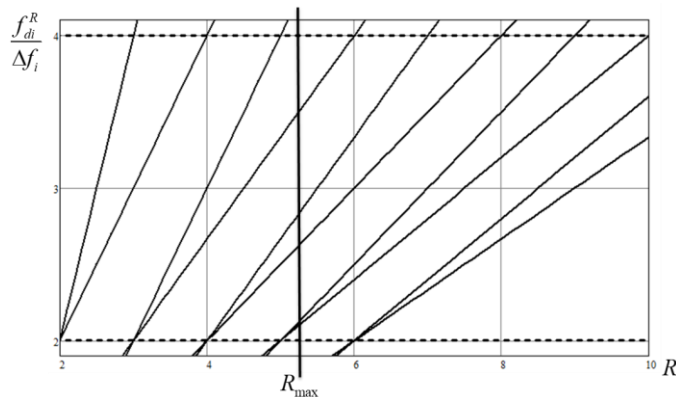


Рис. 1. Зависимости частоты дискретизации от отношения наивысшей частоты к ширине спектра сигнала для различных зон дискретизации.

При практической реализации ШПП попадание частоты дискретизации f_{di}^R на границы приемлемых диапазонов избегают из-за несовершенства характеристик аналоговых устройств [3]. В этой связи частота дискретизации может выбираться как среднее значение между граничными значениями возможной частоты дискретизации в R -й зоне дискретизации:

$$f_{di \text{ CP}}^R = \frac{1}{2} \left[2f_{i \max} / (R+1) + 2f_{i \min} / R \right] = \frac{1}{2} \left[2\Delta f_i R_{\max} / (R+1) + 2\Delta f_i (R_{\max} - 1) / R \right]. \quad (6)$$

На рисунке 2 представлен спектр радиоимпульса дискретизированного согласно условию (1) (а) и его низкочастотная копия (б), размещенная в R зоне дискретизации, иллюстрирующий возможности полосовой дискретизации непрерывных сигналов в полосе анализа Δf_i с частотой дискретизации $f_{di \text{ CP}}^R$.

Таким образом, доступная частота дискретизации f_d АЦП определяет ширину полосы анализа каждого из каналов цифрового ШПП $\Delta f_i \leq f_d / 2$ и позволяет провести полосовую дискретизацию непрерывных сигналов в полосе анализа Δf_i в R -й зоне дискретизации с более низкой частотой дискретизации $f_{di \text{ CP}}^R$, определяемой выражением (6) и удовлетворяющей условию (2).

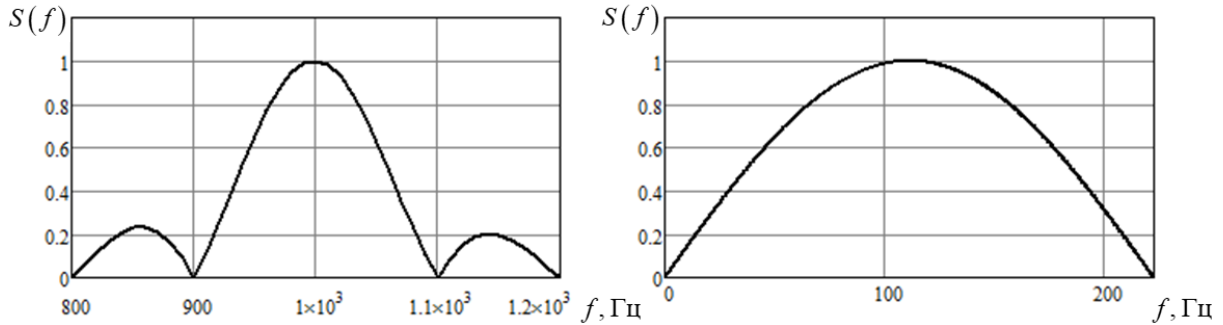


Рис. 2. Спектр радиоимпульса дискретизированного согласно теореме Котельникова (а) и низкочастотная копия (б).

3. ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

В результате полосовой дискретизации на выходе АЦП каждого из каналов цифрового ШПП формируется дискретная последовательность $x_i(n)$, представляющая исходные непрерывные сигналы, обнаруженные в полосе анализа Δf_i и дискретизированные с частотой f_{di}^R , поступающая в цифровой сигнальный процессор (ЦСП), где реализуется цифровая обработка сигналов.

Для подавления нежелательных спектральных составляющих и демодуляции принятых сигналов дискретизированный сигнал $x_i(n)$ подвергается цифровой квадратурной обработке, в результате которой формируется комплексная последовательность $x_{ki}(n)$ в виде суммы синфазной $I_i(n)$ и квадратурной $Q_i(n)$ составляющих, модули спектров которых равны, а фазы сдвинуты на 90° относительно друг друга. Для реализации квадратурной обработки дискретизированный сигнал $x_i(n)$ умножается на комплексную экспоненту $\exp(-j2\pi f_i n t_d)$:

$$x_{ki}(n) = I_i(n) - jQ_i(n) = x_i(n) \cos(2\pi f_i n t_d) - jx_i(n) \sin(2\pi f_i n t_d), \quad (7)$$

где f_i – центральная частота в полосе анализа Δf_i ; $t_d = 1/f_{di}^R$ – период дискретизации.

В интересах снижения вычислительных затрат при реализации квадратурной обработки, а также центрирования спектра дискретизированного сигнала $x_i(n)$ относительно центра полосы анализа $\Delta f_i/2$ (или четверти частоты дискретизации $f_d/4$) частота дискретизации f_{di} выбирается кратной $4f_i$, при которой опорные последовательности $s_I(n)$, $s_Q(n)$ в квадратурных каналах описываются в соответствии с выражениями:

$$\begin{aligned} s_I(n) &= \cos(2\pi f_i n t_d) = \cos(2\pi f_i n / 4f_i) = \cos(2\pi n / 4) \\ s_Q(n) &= \sin(2\pi f_i n t_d) = \sin(2\pi f_i n / 4f_i) = \sin(2\pi n / 4). \end{aligned} \quad (8)$$

На рисунке 3 представлены опорные последовательности, используемые для реализации квадратурной обработки в соответствии с выражением (8), иллюстрирующие возможность снижения вычислительных затрат при формировании синфазной $I_i(n)$ и квадратурной $Q_i(n)$ составляющих за счет замены умножений переупорядочиванием отсчетов дискретизированного сигнала $x_i(n)$. Кроме того,

опорный сигнал квадратурной $Q_i(n)$ составляющей может быть получен из синфазной $I_i(n)$ составляющей путем задержки на один отсчет.

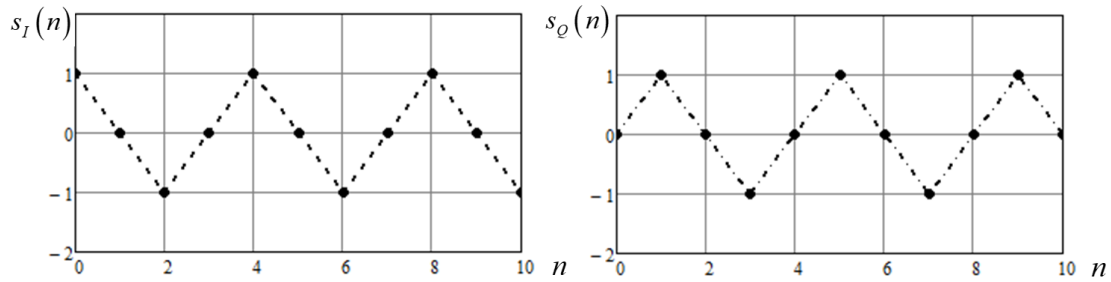


Рис. 3. Опорные последовательности для реализации квадратурной обработки.

Описанные процедуры реализуются при условии выбора частоты дискретизации кратной $4f_i$, достичь которую позволяет полосовая дискретизация. В этом случае для исключения попадания частоты дискретизации f_{di}^R на границы приемлемых диапазонов с соответствию с выражением (5) частоту дискретизации можно определить согласно выражения:

$$f_{di}^{R_{KB}} = 4f_i / (2R + 1) = 2(f_{i_{\max}} + f_{i_{\min}}) / (2R + 1). \quad (9)$$

На рисунке 4 представлен спектр гармонических сигналов, обнаруженных в полосе анализа Δf_i i -го канала цифрового ШПП, до (а) и после (б) квадратурной обработки, который наглядно иллюстрирует повышение возможностей демодуляции принятых сигналов полосе анализа Δf_i .

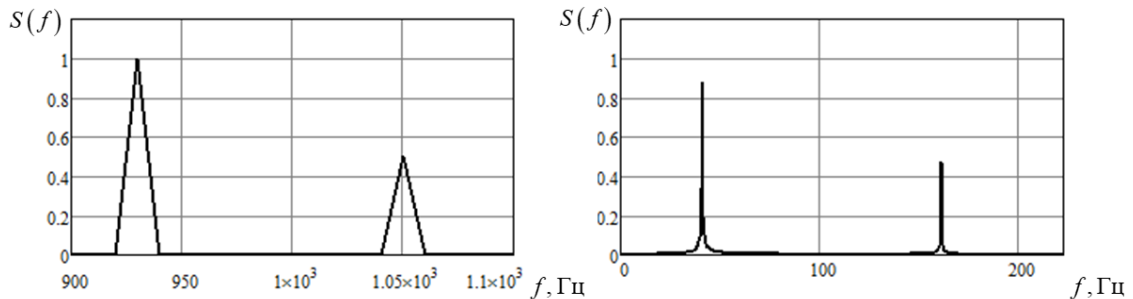


Рис. 4. Спектр гармонических сигналов до (а) и после (б) квадратурной обработки.

Таким образом, цифровая квадратурная обработка дискретизированного сигнала $x_i(n)$, обнаруженного в полосе анализа Δf_i , обеспечивает подавление нежелательных спектральных составляющих, а также повышение возможностей при демодуляции (повышение точности при оценке параметров) принятых сигналов.

4. СТРУКТУРА ЦИФРОВОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО ПРИЕМНИКА

Полученные результаты позволяют предложить структуру цифрового ШПП, представляющей из себя многоканальный приемник, рабочий диапазон частот которого разбивается на M поддиапазонов с полосой анализа Δf_i . Аналоговая часть каждого канала цифрового ШПП содержит полосовой фильтр (ПФ), маломушумящий усилитель (МШУ) и АЦП, частота дискретизации f_d которого определяет ширину полосы анализа ПФ $\Delta f_i \leq f_d/2$. Цифровой сигнальный процессор (ЦСП) обеспечивает выбор частоты дискретизации f_{di}^R в соответствии с выражением (9), проведение квадратурной

обработки сигналов, обнаруженных в полосе анализа Δf_i согласно выражений (7)–(8), а также оценку параметров принятых сигналов. Структурная схема i -го канала цифрового ШПП представлена на рисунке 5.

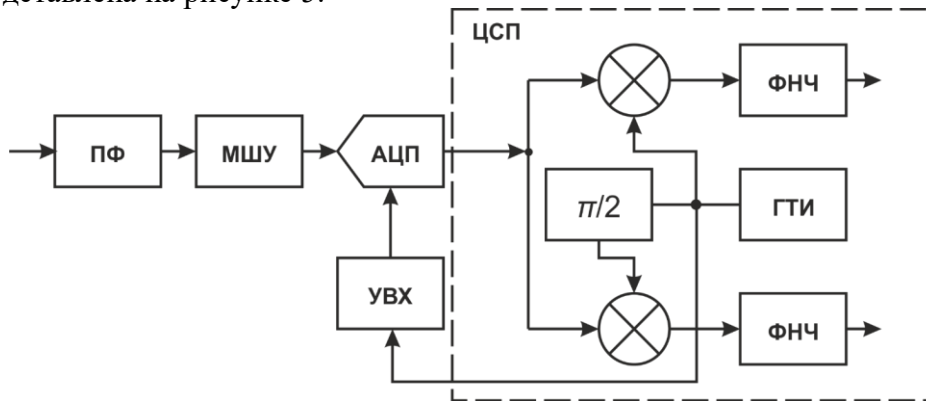


Рис. 5. Структурная схема i -го канала цифрового ШПП.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В интересах снижения массогабаритных и энергетических параметров средств радиомониторинга предложена структурная схема канала цифрового ШПП, обеспечивающего прием сигналов в широком диапазоне частот. Для каждого канала цифрового ШПП реализуется алгоритм выбора частоты дискретизации, который обеспечивает выбор ширины полосы анализа каждого из каналов цифрового ШПП и проведение дискретизации непрерывных сигналов с более низкой частотой дискретизации, ограниченной предельными характеристиками и доступностью высокоскоростных АЦП. Кроме того, систематизация процесса цифровой обработки сигналов обеспечит снижение нагрузки на ЦСП ШПП.

ЛИТЕРАТУРА

1. Илларионов Б.В., Караваев М.А., Малиев Д.С. Сравнительный анализ процедур поиска сигналов в условиях априорной неопределенности их параметров по критериям Неймана-Пирсона и Вальда. Электронное периодическое издание «Воздушно-космические силы. Теория и практика». 2021. № 19. С. 243–254. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://академия-ввс.рф/images/docs/vks/19-2021/243-254.pdf>. (дата обращения 25.10.2023).
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
3. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. – М.: ООО «Бином-Пресс», 2006 г. – 656 с.

REFERENCES

1. Illarionov B.V., Karavaev M.A., Maliev D.S. Comparative analysis of signal search procedures under conditions of a priori uncertainty of their parameters according to the Neyman-Pearson and Wald criteria. Electronic periodical "Aerospace Forces. Theory and practice". 2021. Vol. 19. Pp. 243–254. [Electronic resource]. Access mode: <http://academy-vvs.rf/images/docs/vks/19-2021/243-254.pdf>. (access date 10/25/2023).
2. Sklyar B. Digital communication. Theoretical foundations and practical application. Ed. 2nd, rev.: Trans. from English – M.: Williams Publishing House, 2003. – 1104 p.
3. Lyons R. Digital signal processing: Second edition. Per. from English – M.: Binom-Press LLC, 2006 – 656 p.

МОДЕЛЬ ПРИМЕНЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ В ЦЕЛЯХ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ УГОЛОВНО - ИСПОЛНИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

А. В. Лубенцов¹, А. А. Ярцева¹

¹ФКОУ ВО Воронежский институт ФСИН России, Воронеж, Россия

Аннотация. В статье приведен анализ эффективности применения БПЛА в различных сферах жизнедеятельности, а также рассмотрены особенности применения БПЛА в целях обеспечения безопасности объектов уголовно-исполнительной системы. Предложены потенциальные направления применения БПЛА в УИС для решения проблемных вопросов.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат; уголовно-исполнительная система.

A MODEL OF THE USE OF UNMANNED AERIAL VEHICLES IN ORDER TO ENSURE THE SAFETY OF OBJECTS OF THE PENAL SYSTEM

A.V. Lubentsov, A. A. Yartseva

FGOU VPO Voronezh Institute of the Federal Penitentiary Service of Russia, Voronezh, Russia

Abstract. The article provides an analysis of the effectiveness of the use of UAVs in various spheres of life, as well as the features of the use of UAVs in order to ensure the safety of objects of the penal system. Potential applications of UAVs in the UIS to solve problematic issues are proposed.

Keywords: unmanned aerial vehicle; penal enforcement system.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в робототехнике и инженерии появляются новейшие перспективные открытия, которые способны решить обширный спектр задач, при этом максимально упростить деятельность человека. В авиационной среде в число самых перспективных видов техники входят беспилотные летательные аппараты. «Отрасль не только очень важная – она очень интересная, потому что, во-первых, за ней будущее, во-вторых, здесь концентрируются самые последние разработки по целому ряду направлений», - подчеркнул В.В. Путин. БПЛА – многоцелевой инструмент, охватывающий все уровни иерархии: от малых БПЛА, предназначенных для фотосъемки, до крупных беспилотных летательных комплексов (БЛК), выполняющих служебные задачи различных структур. В частности, БПЛА нашли свое применение в Федеральной службе исполнения наказаний. Современные БПЛА оснащены по последнему слову техники, что позволяет увеличить эффективность использования БПЛА, расширить перечень выполняемых задач. Данные преимущества сформировали высокий спрос на БПЛА, который в свою очередь определяет актуальность данного вопроса.

Однозначного определения БПЛА сформулировать невозможно в силу постоянного развития данной отрасли. В данной работе под определением БПЛА будем понимать, автономную роботизированную систему, которая способна посредством оператора или в

автономном режиме выполнять поставленные задачи, потенциально опасные для человека, а также оперативно принимать решения, в зависимости от сложившейся ситуации.

По причине отсутствия четкого определения БПЛА общепризнанных стандартов классификации дронов тоже не существует. Также это может быть связано с тем, что на данный момент БПЛА уже имеют множество конфигураций, аэродинамических схем и их компонентов, которые затруднительно разделять по определенным критериям.

Принимая во внимание лишь основные отличительные черты БПЛА: степень автономности; конструктивные особенности; размер и назначение, сформируем условную классификацию, приведенную на Рис.1. (в таблице) Также беспилотные аппараты классифицируются по лётным характеристикам, таким как взлётная масса, дальность, высота и продолжительность полёта.



Рис. 1. Классификация БПЛА

БПЛА зарекомендовали себя как относительно недорогое и эффективное средство, они нашли свое применение в следующих сферах: военной, гражданской, научной и др.

2. АНАЛИЗ ПРИМЕНЕНИЯ БПЛА В РАЗЛИЧНЫХ СФЕРАХ

1. БПЛА были изначально разработаны для военных целей. Идея использования беспилотника как самостоятельного устройства принадлежит Николе Тесла. Ученый представил теоретическую основу устройства, отражающую аэродинамические свойства, а также объяснил практическую значимость, заключающуюся в использовании БПЛА в качестве транспортного средства, управляемого при помощи радиоволн. Основной целью, которую преследовал Никола Тесла, являлась разработка концепции боевых дронов, которые, как он считал, смогут усмирить воинственный дух наций и прекратить войны благодаря угрозе применения «безошибочной и неограниченной разрушительной силы». Идея была осуществлена, Тесла запатентовал БПЛА, но, к сожалению, БПЛА не оправдали истинного желания ученого, а напротив в силу своей многофункциональности стали в определенной степени – средством уничтожения. Подтверждением этому является сложившаяся напряженная обстановка в современном мире. На сегодняшний день беспилотная авиация в военной сфере достигла высочайшего уровня. БПЛА способны использоваться для разведки, наблюдения, а также для нанесения ударов по заданным целям. В материалах статьи Ивлева Д.А. рассматривается анализ применения беспилотных летательных аппаратов в современных боевых действиях (операциях).

Таким образом, данная область, являясь причиной возникновения БПЛА, позволяет раскрыть их потенциальные возможности в полном объеме.

2. В гражданской сфере беспилотники также нашли широкое применение. Они используются в различных отраслях: медицине, науке, геодезии, логистике, сельском хозяйстве, нефтегазовой сфере и других сферах. Конкретные направления и особенности использования БПЛА в гражданской жизни рассмотрены в работе [1].

3. БПЛА способствуют развитию инноваций и новых технологий. Их создание требует интеграции таких научных областей, как авиация, электроника, программное обеспечение и искусственный интеллект.

3. АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ БПЛА В УИС

Согласно Распоряжению Правительства РФ от 29.04.2021 г. № 1138-р «Об утверждении Концепции развития уголовно-исполнительной системы РФ на период до 2030 г.» одним из основных направлений совершенствования и развития уголовно-исполнительной системы является проведение цифровой трансформации и научно-техническое развитие. В настоящее время данное направление является наиболее значимым для УИС, так как качество и эффективность поставленных задач напрямую зависят от технического оснащения системы. К основным задачам УИС относятся: исполнение наказаний, установленным законодательством Российской Федерации, осуществление охраны и надзора за осужденными и обеспечение безопасности сотрудников и осужденных. Важно отметить, что в настоящее время огромное значение имеет именно видеоконтроль как за осужденными, так и за режимной и прилегающей к ней территорией. Уровень технического оснащения определяет вероятность возникновения преступной деятельности на территории объектов УИС. В качестве примеров преступлений, возникающих ввиду слабой материально-технической базы учреждения, можно рассматривать перебросы запрещенных предметов на режимную территорию, возникновение массовых беспорядков, побеговую активность, а также преступления террористического характера.

Выполнение поставленных задач неразрывно связано с наличием ряда специфических особенностей системы:

- строгая правовая регламентированность;
- непосредственный контакт с осужденными;
- необходимость применения в особых случаях специальных средств, физической силы и огнестрельного оружия;
- наличие властных полномочий;
- высокая значимость выполняемых задач, ответственность;
- монотонность, непрерывность, ненормированный рабочий день. Следовательно, на сотрудников УИС возложены ответственные задачи, выполнение которых протекает в тяжелых напряженных условиях. Применение БПЛА в УИС позволит рационализировать распределение ресурсов [5].

До настоящего момента выполнение этих задач осуществлялось одним из предложенных способов или их комбинацией.

1. Выставление часовых – самый распространённый и примитивный способ. Его преимущество заключается в простоте. Недостатком является человеческий фактор и достаточно высокий показатель числа личного состава, задействованного при организации охраны и надзора за осужденными на территории объектов УИС и за ее пределами (производственные объекты, больницы), а также при конвоировании.

2. Установление системы видеонаблюдения. Данный метод незаменим для стационарных объектов УИС, поскольку ему характерен комплексный подход. А вот во время проведения мероприятий, связанных с конвоированием осужденных или их трудовой деятельностью на производственных объектах, расположенных за пределами учреждений УИС, такой способ является не совсем удобным, так как требует значительных материально-технических затрат.

Сейчас обеспечить эффективную работу можно благодаря использованию БПЛА. БПЛА могут упростить задачу осуществления мониторинга стационарных или временных объектов УИС. Установленная на беспилотнике видеокамера передает любую интересующую оператора информацию в режиме реального времени. В свою очередь оператор может выбирать любой ракурс, то есть можно варьировать угол обзора: увеличить угол для получения общей картины или же изменить его на более узкий, акцентировав фокус на конкретном предмете или человеке. Это может быть полезным в следующих случаях:

1. Побег заключенного. Оператор-сотрудник имеет возможность быстро развернуть летательный аппарат и отправить его на место предполагаемого совершения побега. Благодаря БПЛА легко определить направление, координаты сбежавшего осужденного и прочую полезную информацию, необходимую для оперативного реагирования сотрудников.
2. Подавление бунтов. Информация, полученная с помощью БПЛА, позволяет оценить силы и местонахождение групп осужденных. В следствие чего сотрудникам предоставляется возможность оперативного принятия аргументированных решений. Такой подход помогает обезопасить общественность и самих сотрудников.

БПЛА обладают рядом преимуществ, таких как возможность выполнения задач в труднодоступных и опасных для человека местах, высокая точность и маневренность. Однако есть существенный недостаток – время пребывания в полете. Для решения данной проблемы выдвинуто множество способов. Одним из которых является использование двухспектрального объектива. Идея заключается в следующем: в видеокамере самой важной и тяжелой частью является оптическая система, отвечающая за качество поступающей информации. Для получения цветной картинки используются многоспектральные объективы, что является тяжелым решением. При использовании двухспектрального объектива такой проблемы не возникает. Данное решение позволяет уменьшить нагрузку на БПЛА, тем самым согласно аэродинамическим законам увеличить время пребывания беспилотника в воздухе. Единственным минусом этой идеи является качество передаваемой информации. Для УИС важно получение точной и достоверной информации, необходимой при анализе какого-либо преступления [6,7].

Оптимальным решением этой проблемы является использование БПЛА привязного типа, у которых нет временных ограничений. Привязные БПЛА используют наземные источники питания, благодаря чему способны работать без перерывов в течение длительного времени. Этим они отличаются от моделей с встроенным аккумулятором, рассчитанных, в зависимости от модификации, на непрерывную работу от 20 минут до 1,5 часов. Кроме того, кабель может использоваться не только для электропитания, но и для передачи данных съемки, что снижает риск искажения из-за помех. К основным преимуществам данной установки стоит отнести:

- возможность покрытия большой территории. Применение привязного БПЛА можно рассматривать как альтернативу большому штату сотрудников, задействованных для охраны объекта;

- возможность размещения в труднодоступных зонах. Станция мониторинга может отслеживать ситуацию с дронах, расположенных в труднодоступных областях;

- оснащенность. На беспилотник может устанавливаться тепловизор, камеры с функцией ночного видения и датчиками движения;

- особенности эксплуатации. Привязной дрон не требует подзарядки или дозаправки, при этом он может находиться в воздухе на протяжении нескольких часов или дней за один вылет.

Как и любому устройству привязным БПЛА присущи некоторые недостатки: невозможность функционирования в суровых условиях (сильный ветер, дождь).

Конструктивно привязная беспилотная система состоит из 3 основных блоков: беспилотник, станция питания и станция управления. В качестве дополнительных элементов рассматривают различную полезную нагрузку, позволяющую превратить беспилотник в многопрофильное устройство.

Полезная нагрузка — это дополнительное оборудование, которое летательный аппарат несет на себе для выполнения разных задач. Полезная нагрузка гиросtabilизированна и может включать в себя такие модули как тепловизоры, камеры, дальномеры, системы сброса и т. д.

При выборе полезной нагрузки, которая лучше всего соответствует вашим потребностям, важно учитывать не только возможности полезной нагрузки, но еще и ее влияние на производительность БПЛА. Самые распространенные варианты приведены в Таблице 1.

Таблица 1. Основные типы полезной нагрузки для БПЛА

Вид полезной нагрузки	Принцип действия
Видеокамера	Тепловизионная, оптическая, инфракрасные
Радар	Определение местонахождения человека или объекта
Датчик	Лидары, альтиметры, гироскопы, акселерометры, датчики температуры и влажности

Для выполнения задачи по обеспечению безопасности объектов УИС с помощью БПЛА привязного типа список ограничивается выбором видеокамер с функцией тепловизионной идентификации, а также использованием навигации. Однако

Реализацией подобных решений занимается компания KARNEEV SYSTEMS. На официальном сайте представлено множество различных моделей БПЛА профессионального уровня, а также станций питания и других аксессуаров. Кроме того, подробно описаны принцип действия и технические характеристики представленных устройств.

4. Выводы

Таким образом, состояние отрасли БПЛА в УИС и в России в целом говорит о ее перспективности и значимости. Применение привязных дронов в уголовно-исполнительной системе может значительно улучшить безопасность и контроль за заключенными, а также повысить эффективность работы персонала учреждений исполнения наказаний. Использование БПЛА может способствовать снижению затрат, так как автоматизированный мониторинг экономически выгоден по сравнению с традиционными методами, поскольку требует меньших затрат.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сферы применения беспилотных летательных аппаратов URL: <https://pioneer-doc.readthedocs.io/ru/master/database/base-module/sphere/sphere.html> (дата обращения: 01.03.2024)
2. Варламов, А. С. Перспективы развития систем и средств комплексов с беспилотными летательными аппаратами / А. С. Варламов, А. В. Седых, Д. С. Бачурин. — Текст : непосредственный // Молодой ученый. — 2023. — № 47 (494). — С. 25-27. — URL: <https://moluch.ru/archive/494/108015/> (дата обращения: 08.03.2024).
3. Лиско В.В. Современная беспилотная техника – М.: изд-во АСТ, 2023. – С. 95-131
4. Лиско В.В. Дроны и робототехника. Большая энциклопедия – М.: изд-во АСТ, 2020. – С. 16-53
5. Лубенцов, А. В. Душкин А.В., Комплексные системы безопасности: системный анализ, архитектура, управление жизненным циклом / Воронеж: «Научная книга», 2022, 254с.
6. Лубенцов А. В. Перспективы внедрения беспилотных комплексов привязного типа в уголовно-исполнительную систему. / Ярцева А.А., Лубенцов А.В. Сборник трудов Всероссийской научно-практической конференции «Актуальные проблемы деятельности подразделений уголовно-исполнительной системы». – Воронеж: «Научная книга», 2023. – Т. 1. – С. 326 – 329
7. Лубенцов А.В., Ярцева А.А. Системный анализ применения БПЛА привязного типа для мониторинга объекта и создания зоны связи / В сборнике: Карбышевские чтения. Наше дело правое - победа будет за нами! Сборник научных трудов Международной научно-практической конференции. RUS, 2023. С. 236-243.

REFERENCES

1. Sfery primeneniya bespilotnyh letatel'nyh apparatov URL: <https://pioneer-doc.readthedocs.io/ru/master/database/base-module/sphere/sphere.html> (data obrashhenija: 01.03.2024)
2. Varlamov, A. S. Perspektivy razvitija sistem i sredstv kompleksov s bespilotnymi letatel'nymi apparatami / A. S. Varlamov, A. V. Sedyh, D. S. Bachurin. — Tekst : neposredstvennyj // Molodoj uchenyj. — 2023. — № 47 (494). — S. 25-27. — URL: <https://moluch.ru/archive/494/108015/> (data obrashhenija: 08.03.2024).
3. Lisko V.V. Sovremennaja bespilotnaja tehnik a – M.: izd-vo AST, 2023. – S. 95-131
4. Lisko V.V. Drony i robototehnika. Bol'shaja jenciklopedija – M.: izd-vo AST, 2020. – S. 16-53
5. Lubencov, A. V. Dushkin A.V., Kompleksnye sistemy bezopasnosti: sistemnyj analiz, arhitektura, upravlenie zhiznennym ciklom / Voronezh: «Nauchnaja kniga», 2022, 254s.
6. Lubencov A. V. Perspektivy vnedrenija bespilotnyh kompleksov privjaznogo tipa v ugovovno-ispolnitel'nuju sistemu. / Jarceva A.A., Lubencov A.V. Sbornik trudov Vserossijskoj nauchno-prakticheskoy konferencii «Aktual'nye problemy dejatel'nosti podrazdelenij ugovovno-ispolnitel'noj sistemy». – Voronezh: «Nauchnaja kniga», 2023. – T. 1. – S. 326 – 329
7. Lubencov A.V., Jarceva A.A. Sistemnyj analiz primenenija BPLA privjaznogo tipa dlja monitoringa ob#ekta i sozdanija zony svjazi / V sbornike: Karbyshevskie chtenija. Nashe delo pravoe - pobeda budet za nami! Sbornik nauchnyh trudov Mezhdunarodnoj nauchno-prakticheskoy konferencii. RUS, 2023. S. 236-243.

**НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ЦЕНТР БЕСПИЛОТНЫХ
АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ И РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ
КОМПЛЕКСОВ КГТА ИМЕНИ В. А. ДЕГТЯРЁВА:
ПРОЕКТЫ В ОБЛАСТИ СВЯЗИ, НАВИГАЦИИ И
ТЕХНОЛОГИЙ БОРЬБЫ С ДРОНАМИ**

А. Ю. Замятин, А. В. Толстикова

Ковровская государственная технологическая академия имени В. А. Дегтярёва,
Ковров, Россия

Аннотация. Рассмотрены вопросы реализации проектов научно-исследовательского центра беспилотных авиационных систем и робототехнических комплексов (НИЦ БАСиРТК), созданного в 2024 году в Ковровской государственной технологической академии имени В. А. Дегтярёва. Описаны приоритетные рассматриваемые направления для систем связи и навигации. Показаны предполагаемые к реализации технологии и средства борьбы с РТК. Представлены некоторые плановые мероприятия по развитию направлений деятельности и компетенций НИЦ БАСиРТК.

Ключевые слова: связь, навигация, дрон, антидрон, беспилотный летательный аппарат, беспилотное воздушное судно, беспилотная авиационная система, БПЛА, БВС, БАС.

**SCIENTIFIC RESEARCH CENTER FOR
UNMANNED AERIAL SYSTEMS AND ROBOTIC COMPLEXES OF
DEGTYAREV KSTA:
PROJECTS IN THE FIELD OF COMMUNICATION,
NAVIGATION AND ANTI-DRONE TECHNOLOGIES**

A. J. Zamyatin, A. V. Tolstikov

Degtyarev Kovrov State Technological Academy, Kovrov, Russia

Abstract. The issues of project implementation of the scientific research center for unmanned aerial systems and robotic complexes (SRC UAV&RTC), established in 2024 at the Degtyarev Kovrov State Technological Academy are considered. The priority areas under consideration for communication and navigation systems are described. The proposed technologies and means of combating RTC are shown. Some planned measures for the development of the activities and competencies of SRC UAV&RTC are presented.

Keywords: communication, navigation, drone, antidrone, unmanned aerial vehicle, unmanned aerial system, UAV, UAS.

1. ВВЕДЕНИЕ

В 2024 году в Ковровской государственной академии имени В. А. Дегтярёва (КГТА имени В. А. Дегтярёва) создан Научно-исследовательский центр беспилотных авиационных систем и робототехнических комплексов (НИЦ БАСиРТК).

Робототехника в КГТА имени В. А. Дегтярёва имеет давние историю и традиции. Беспилотный автомобиль КГТА на базе платформы «Газель-NEXT» многократно становился призёром и победителем всероссийских конкурсов (рисунок 1).

Неотъемлемой составной частью современных беспилотных платформ являются средства связи и навигации [1–4], созданию и применению которых в НИЦ БАСиРТК предполагается уделять значительное внимание.



Рис. 1. Беспилотный автомобиль КГТА имени В. А. Дегтярёва

Отдельным перспективным направлением НИЦ БАСиРТК выбрана разработка технологий и средств противодействия несанкционированному использованию робототехнических комплексов, прежде всего, беспилотных летательных аппаратов и безэкипажных катеров (БЭК) [5–8].

2. ПРОЕКТЫ В ОБЛАСТИ СВЯЗИ И НАВИГАЦИИ

Одними из приоритетных вопросов при построении современных РТК являются связь и навигация.

Применительно к технологиям и средствам связи, основными направлениями, рассматриваемыми в НИЦ БАСиРТК, являются:

- радиосвязь в зоне прямой видимости [9–12];
- спутниковые системы связи (прежде всего, на базе космических аппаратов на геостационарных и низких круговых орбитах) [13–16];
- связь с использованием мобильных сетей [17–20];
- применение систем искусственного интеллекта для обеспечения устойчивого информационного взаимодействия [21–24].

Для привязных воздушных средств для обеспечения передачи команд управления, телеметрии и данных полезной нагрузки предполагается использовать оптоволоконный кабель. Также связь по оптоволокну может применяться для различных типов радиочастотных выносов и ретрансляторов.

В НИЦ БАСиРТК при выполнении проектов рассматриваются следующие варианты навигации:

- помехоустойчивая навигация с использованием средств глобальных навигационных спутниковых систем;
- бесплатформенные инерциальные спутниковые системы;
- навигация по окружающему ландшафту (для наземных РТК);
- навигация по подстилающей поверхности (для БАС).

Помехоустойчивость спутниковой навигации предполагается достигать двумя способами:

– использованием адаптивных антенных решёток для приёмников сигналов спутниковой навигации;

– совместной обработкой данных с приёмников сигналов спутниковой навигации и бортовых датчиков, подключаемых к полётному контроллеру, для принятия решения о достоверности сигналов глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) в случае использования спуфинга [25–28]. Подобный проект применительно к морским дронам стартовал в НИЦ БАСиРТК в марте 2024 года.

Апробацию основных решений в области связи и навигации предполагается выполнять с использованием двух типов беспилотных воздушных судов (БВС) – VTOL (рисунок 2) и мультикоптер (рисунок 3).



Рис. 2. БВС VTOL-типа для проведения испытаний оборудования



Рис. 3. Мультикоптер для проведения испытаний

Отдельные работы будут выполняться с использованием изготавливаемой в КГТА имени В. А. Дегтярёва в рамках научно-технологического консорциума БАС платформы БВС «Ковровец-01», созданной на основе доработанных результатов обратного проектирования одноразового беспилотного летательного аппарата Corvo PPDS (Precision Payload Delivery System), разработанного австралийской компанией SYPAQ и предназначенного для доставки малогабаритных грузов.

Проведение мероприятий с использованием БАС запланировано на аэродроме «Доброград» и полигоне «Радужный» во Владимирской области (рисунок 4). Работы с наземными и гетерогенными РТК могут проводиться на полигоне «Танковый полк».

Технологические партнёры – АО «ГЛОНАСС» и ООО «Научно-производственный центр беспилотных авиационных систем и радиотехнических комплексов».



Рис. 4. Используемые для отработки решений для БВС полигоны

3. ТЕХНОЛОГИИ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ ДРОНАМ

В последние годы значительно возросли угрозы от несанкционированного применения РТК, в первую очередь, БВС. Использование БВС существенно изменило представления военной науки за минувшие месяцы специальной военной операции. Борьба с дронами на линии боевого соприкосновения и защита инфраструктурных объектов становятся важнейшими задачами текущего временного отрезка.

Применительно к тематике противодействия дронам в НИЦ БАСиРТК предполагается развивать самостоятельно и в кооперации с партнёрами следующие

направления:

- радиочастотные обнаружители (применительно к «окопному» РЭБ часто именуемые дрон-детекторами);
- радиочастотные пеленгаторы;
- радиолокационные средства обнаружения;
- оптоэлектронные средства обнаружения в видимом и ИК-диапазонах;
- акустические средства обнаружения;
- радиочастотные средства подавления каналов управления, мониторинга и полезной нагрузки;
- радиочастотные средства подавления каналов ГНСС;
- средства спуфинга ГНСС;
- средства «засветки» средств оптоэлектронного наблюдения дронов;
- средства лазерного поражения (лазерные пушки);
- средства электромагнитного поражения (электромагнитные пушки);
- средства кинетического поражения, включая различные типы дронов-перехватчиков («камикадзе» для таранного удара или подрыва при сближении, носители средств поражения и т. п.).

Пример мультиспектральных оптоэлектронных средств наблюдения, созданных партнёрами по Консорциуму БАС и предполагаемому к интеграции в комплексные системы противодействия РТК, показан на рисунке 5.



Рис. 5. Оптоэлектронная двухспектральная камера наблюдения С4Н

4. ОРГАНИЗАЦИОННЫЕ ВОПРОСЫ

В качестве плановых мероприятий по развитию направлений деятельности и компетенций НИЦ БАСиРТК определены следующие:

- подготовить и периодически актуализировать документ, описывающий стратегию развития НИЦ БАСиРТК, краткосрочные, среднесрочные и долгосрочные цели;
- сформировать набор ключевых показателей эффективности (КПЭ), например, в формате VSG (финансы, клиенты, процессы, потенциал);
- сформировать «срез» существующих в НИЦ БАСиРТК компетенций;
- сформировать требования к компетенциям НИЦ БАСиРТК на горизонтах 1 год, 3 и 5 лет;

- разработать план повышения квалификации сотрудников;
- разработать план публикаций (статьи, монографии, учебные пособия);
- разработать план участия в конференциях;
- разработать план патентования;
- разработать план регистрации в Роспатенте программного обеспечения и баз данных;
- назначить ответственного за получение экспертных заключений для опубликования материалов в открытой печати;
- разработать план работы по подготовке диссертаций на соискание учёной степени;
- разработать план развития материальной базы;
- создать архив, определить ответственного;
- определить правила наполнения демо-центра по ЭРИ и ПККИ; назначить ответственного за эту работу;
- запустить в работу внутренний постоянно-действующий семинар (митап), на котором могли бы обсуждаться актуальные вопросы; составить тематический план на полугодие (например, искусственный интеллект для БАС, антидроны, роевые технологии);
- разработать шаблоны презентаций НИЦ БАСиРТК;
- сформировать универсальные заготовки слайдов для различных презентаций;
- на регулярной основе пополнять партнерскую базу;
- начать систематический подбор материалов для музея истории НИЦ БАСиРТК;
- учредить периодическое издание НИЦ БАСиРТК;
- анонсировать периодическую специализированную Международную научно-техническую конференцию;
- организовать выпуск учебных фильмов (прежде всего для эксплуатантов);
- разработать и поместить в публичных зонах НИЦ БАСиРТК «наглядную агитацию» (плакаты, чертежи, схемы алгоритмов и т.п.);
- выстроить отношения со средними профессиональными учебными заведениями.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Учитывая предполагаемые объёмы и направленность работ НИЦ БАСиРТК, в ближайшее время требуется формирование широкой кооперации с ВУЗами, производственными предприятиями и организациями-разработчиками для проведения совместных научных исследований и создания новых перспективных решений.

Организацию запланированных работ предполагается выполнять совместно с научно-технологическим консорциумом БАС Владимирской области во главе с Ковровской академией БАС «Кречет».

ЛИТЕРАТУРА

1. Байгутлина И. А. и др. Актуальные вопросы создания и применения беспилотных летательных аппаратов / И. А. Байгутлина, М. Е. Бояров, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова. – М. : Издательство ООО «Сам Полиграфист», 2022. – 612 с.
2. Байгутлина И. А. и др. Беспилотная авиация: история, применение, технологические перспективы / И. А. Байгутлина, М. Е. Бояров, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин, А. В. Литвинов, Е. Ф. Лядова, А. П. Соколова. – М. : Издательство ООО «Сам Полиграфист», 2022. – 544 с.
3. Байгутлина И. А. и др. Радиотехническое обеспечение аэромобильности беспилотных авиационных систем / И. А. Байгутлина, Е. Ф. Гетманская,

- А. В. Грознов, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин // Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции : в 5 т. – 2023. – Т. 5. – С. 178–187.
4. 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.
 5. 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 хуманитарни науки, икономика и информационни технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2022. – С. 195–228.
 6. Замятин П. А. и др. Построение распределённой системы радиоэлектронной борьбы в условиях развёртывания новых низкоорбитальных спутниковых группировок / П. А. Замятин, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, Е. Ф. Лядова // Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции, посвящённой 60-летию полётов в космос Ю. А. Гагарина и Г. С. Титова. – Воронеж, 2021. – С. 124–133 (в 4 т., Т. 4).
 7. Байгутлина И. А., Замятин П. А. Система защиты аэропортов от беспилотных летательных аппаратов // Славянский форум. – 2019. – № 4 (26). – С. 289–298.
 8. Замятин П. А. Малые и лёгкие БВС 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.
 9. Замятин П. А. Системы управления беспилотными летательными аппаратами // Инновационная наука. – 2020. – № 4. – С. 37–42.
 10. Замятин П. А. Классификационные признаки беспилотных летательных аппаратов аэродромного базирования // Chronos. – 2020. – № 4 (43). – С. 76–84.
 11. 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.
 12. Замятин П. А. Вопросы эксплуатации беспилотных авиационных систем // Славянский форум. – 2021. – № 1(31). – С. 297–306.
 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. – 2021. – № 2. – С. 36–45.
15. Мырова Л. О. и др. Новое поколение российских спутниковых систем связи. Варианты создания терминального оборудования и реализации сервисов / Л. О. Мырова, С. В. Швец, И. А. Байгутлина, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова // Труды Научно-исследовательского института радио. – 2021. – № 4. – С. 33–43.
 16. Байгутлина И. А. и др. Оптимизация создания и применения спутниковых систем связи / И. А. Байгутлина, А. В. Григорошев, О. Е. Григорьев, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, П. А. Замятин, Н. В. Крылов, Е. Ф. Лядова, А. В. Минкин, А. З. Пономарёв, Ю. И. Руковичников, В. В. Самойлов, А. Е. Сенский, А. С. Филатова, Э. П. Черноштан. – М.: АО «НПК «ВТиСС», Издательство ООО «Сам Полиграфист», 2021. – 200 с.
 17. 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.
 18. 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.
 19. Замятин В. Ю., Байгутлина И. А., Замятин П. А. Развитие и совершенствование технологий ведения государственного фонда данных и формирования информационных ресурсов Росгидромета // В сборнике: Методы и программные средства информационного сервиса в информационных и пространственных полях; сборник научных трудов. – Бургас: Институт за хуманитарни науки, икономика и информационни технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2020. – С. 155–174.
 20. Замятин В. Ю., Байгутлина И. А., Замятин П. А. Цифровизация материалов ледовых авиационных наблюдений // Славянский форум. – 2021. – № 1(31). – С. 269–282.
 21. 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.
 22. 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.
 23. Байгутлина И. А. и др. Применение геоинформационных технологий для моделирования и оценки сложной радиоэлектронной обстановки / И. А. Байгулина, А. Б. Давыдов, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова // Славянский форум. – 2022. – № 1(35). – С. 162–172.
 24. Байгутлина И. А., Замятин П. А. Решение задач пространственного анализа с использованием нейропроцессоров российского производства // Славянский форум. – 2022. – № 1(35). – С. 301–313.
 25. Замятин П. А., Целищев С. Л. Формирование полётных заданий для беспилотных воздушных судов // Славянский форум. – 2023. – № 1 (39). – С. 240–250.
 26. Замятин П. А., Цызман В. В. Разработка полётных контроллеров для БВС // Славянский Форум. – 2022. – № 4(38). – С. 190–205.
 27. Замятин П. А. Создание тренажёров операторов БВС // 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. 187–194.
 28. Байгутлина И. А., Замятин П. А. Проверочно – испытательный комплекс для тестирования бортовых коммуникационных и навигационных устройств беспилотных автомобилей // Технологические исследования: информационное обеспечение, алгоритм проведения,

интерпретация результатов. Сборник статей по итогам Международной научно-практической конференции. – Стерлитамак: АМИ, 2020. – С. 8–14.

REFERENCES

1. Baygutlina I. A. et al. Topical issues of the creation and application of unmanned aerial vehicles / I. A. Baygutlina, M. E. Boyarov, A. B. Davydov, A. Yu. Dyblya, P. A. Zamyatin, E. F. Lyadova. – M. : Publishing House «Sam Polygraphist», 2022. – 612 p.
2. Baygutlina I. A. et al. Unmanned aviation: history, application, technological prospects / I. A. Baygutlina, M. E. Boyarov, A. B. Davydov, A. Yu. Dyblya, P. A. Zamyatin, A. V. Litvinov, E. F. Lyadova, A. P. Sokolova. – M. : Publishing House «Sam Polygraphist», 2022. – 544 p.
3. Baygutlina I. A. et al. Radio engineering support for air mobility of unmanned aerial systems / I. A. Baygutlina, E. F. Getmanskaya, A. V. Groznov, A. Yu. Dyblya, P. A. Zamyatin / Radar, navigation, communications : Proceedings of the XXIX International Scientific and Technical Conference : in 5 vols. – 2023. – Vol. 5. – P. 178–187.
4. Zamyatin P. A. Formation of an ecosystem of unmanned aerial systems // Practical aspects of the use of modern unmanned aerial vehicles. / S. V. Shaitura, N. S. Shaitura, I. A. Baygutlina, P. A. Zamyatin. – Burgas: IHEIT, 2022. – P. 156–167.
5. Shaitura S. V., Zamyatin P. A. Research on the use of antidrones // Practical aspects of the use of modern unmanned aerial vehicles / S. V. Shaitura, N. S. Shaitura, I. A. Baygutlina, P. A. Zamyatin. – Burgas: IHEIT, 2022. – P. 195–228.
6. Zamyatin P. A. et al. Construction of a distributed system of electronic warfare in the conditions of deployment of new low-orbit satellite constellations / P. A. Zamyatin, A. B. Davydov, A. Yu. Dyblya, 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.
7. Baygutlina I. A., Zamyatin P. A. Airport protection system from unmanned aerial vehicles // Slavic Forum. – 2019. – № 4 (26). – P. 289–298.
8. Zamyatin P. A. Small and light UAVs during a special military operation in Ukraine // Practical aspects of the use of modern unmanned aerial vehicles / S. V. Shaitura, N. S. Shaitura, I. A. Baygutlina, P. A. Zamyatin. – Burgas: IHEIT, 2022. – P. 102–147.
9. Zamyatin P. A. Control systems for unmanned aerial vehicles // Innovative science. – 2020. – No. 4. – P. 37–42.
10. Zamyatin P. A. Classification features of airfield-based unmanned aerial vehicles // Chronos. – 2020. – No. 4 (43). – P. 76–84.
11. Zamyatin P. A. The practice of using UAVs of a combined type (convertiplanes) // Practical aspects of the use of modern unmanned aerial vehicles / S. V. Shaitura, N. S. Shaitura, I. A. Baygutlina, P. A. Zamyatin. – Burgas: IHEIT, 2022. – P. 58–75.
12. Zamyatin P. A. Issues of operation of unmanned aerial systems // Slavic Forum. – 2021. – No. 1 (31). – P. 297–304.
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. Samoilov, 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. Myrova L. O. et al. A new generation of Russian satellite communication systems. Options for creating terminal equipment and implementing services / L. O. Myrova, S. V. Shvets, I. A. Baygutlina, P. A. Zamyatin, E. F. Lyadova // Proceedings of the Radio Research Institute. – 2021. – No. 4. – P. 33–43.
 16. Baygutlina I. A. et al. Optimization of the creation and application of satellite communication systems / I. A. Baygutlina, A. V. Grigoroshev, O. E. Grigoriev, A. B. Davydov, A. Yu. Dyblya, P. A. Zamyatin, N. V. Krylov, E. F. Lyadova, A. V. Minkin, A. Z. Ponomarev, Yu. I. Rukovichnikov, V. V. Samoilov, A. E. Sensky, A. S. Filatova, E. P. Chernoshtan. – M.: JSC «NPK «VTiSS», Publishing house «Sam Polygraphist», 2021. – 200 p.
 17. 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. – Cheboksary: Publishing House «Sreda», 2020. – P. 84–89.
 18. 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. – V. 18. – No. 4-1 (42). – P. 12–18.
 19. Zamyatin V. Yu., Baygutlina I. A., Zamyatin P. A. Development and improvement of technologies for maintaining the state data fund and the formation of information resources of Roshydromet // Methods and software tools of information service in information and spatial fields; collection of scientific papers. – Burgas: IHEIT, 2020. – P. 155–174.
 20. Zamyatin V. Yu., Baygutlina I. A., Zamyatin P. A. Digitalization of materials of ice aviation observations // Slavic Forum. – 2021. – № 1(31). – P. 269–282.
 21. 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.
 22. 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.
 23. Baygutlina I. A. et al. Application of geoinformation technologies for modeling and evaluation of complex radioelectronic environment / I. A. Baygulina, A. B. Davydov, P. A. Zamyatin, E. F. Lyadova // Slavic Forum. – 2022. – № 1(35). – P. 162–172.
 24. Baygutlina I. A., Zamyatin P. A. Solving problems of spatial analysis using neuroprocessors of Russian production // Slavic Forum. – 2022. – № 1(35). – P. 301–313.
 25. Zamyatin P. A., Tselishchev S. L. Formation of flight missions for unmanned aircraft // Slavic Forum. – 2023. – No. 1 (39). – P. 240–250.
 26. Zamyatin P. A., Tsyzman V. V. Development of flight controllers for UAV // Slavic Forum. – 2022. – No. 4 (38). – P. 190–205.
 27. Zamyatin P. A. Creation of simulators for UAV operators // Practical aspects of the use of modern unmanned aerial vehicles / S. V. Shaitura, N. S. Shaitura, I. A. Baygutlina, P. A. Zamyatin. – Burgas: IHEIT, 2022. – P. 187–194.
 28. Baygutlina I. A., Zamyatin P. A. Verification and testing complex for testing on-board communication and navigation devices of unmanned vehicles // Technological research: information support, algorithm of conducting, interpretation of results. – Sterlitamak: AMI, 2020. – P. 8–14.

О ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ КЛАССАХ БЕРНШТЕЙНА В ЗАДАЧАХ СИНТЕЗА АНТЕНН

А.В. Костин^{1,2}, Д.В. Костин^{1, 2}

¹ «АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

² Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Доклад посвящается исследованию синтеза линейных излучателей с применением, так называемого импульса Максвелла--Фейера, представляющего собой тригонометрический полином, который решает задачу возникающую при расчете оптимальных конструкций и устройств.

Ключевые слова: дельта функция, обобщенные функции, функции Бернштейна, задача синтеза антенн, теорема Пиле-Винера-Шварца.

ON BERNSTEIN FUNCTIONAL CLASSES IN ANTENNA SYNTHESIS PROBLEMS

A. V. Kostin^{1,2}, D.V. Kostin^{1,2}

¹ "Concern "Sozvezdie", Voronezh, Russia

²Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The report is devoted to the study of the synthesis of linear radiators using the so-called Maxwell-Feyer pulse, which is a trigonometric polynomial that solves the problem that arises when calculating optimal designs and devices.

Keywords: delta function, generalized functions, Bernstein functions, antenna synthesis problem, Peel-Wiener-Schwarz theorem.

1. ВВЕДЕНИЕ

Как известно, основой теории антенн и технической электродинамики является система уравнений Максвелла, приведенная к основному интегральному уравнению прямолинейной антенны ([2], стр. 11)

$$R(z) = \int_{-a}^a \exp(-izy) f(y) dy. \quad (1.1)$$

Требуется найти функцию $f(y)$ в классе функций $F(y)$, удовлетворяющих условию

$$\int_{-a}^a |f(y)| dy < \infty. \quad (1.2)$$

На это точный ответ дает теорема Пэли--Винера (см. [3]), согласно которой для однозначной разрешимости уравнения (1.1) необходимо и достаточно, чтобы функция $R(z)$ была интегрируема по действительной оси с квадратом, то есть

$$\int_{-\infty}^{\infty} |R(z)|^2 dz < \infty \quad (1.3)$$

и могла быть продолжена на всю комплексную плоскость \square с оценкой

$$|R(z)| \leq Ae^{B|z|}, \quad (1.4)$$

где константы A и B не зависят от z . Константа B называется порядком экспоненциального роста функции $R(z)$.

Классы таких функций в [3] обозначаются W_a .

Таким образом, если заданная диаграмма направленности из W_a , то задача синтеза антенны имеет точное решение в классе $L(-a, a)$.

В противном случае, ставится вопрос о ее приближенном представлении, то есть об аппроксимации функциями из W_a .

Или расширении классов функций для $f(y)$ и $R(z)$, в которых уравнение (1.1) однозначно разрешимо.

Например, в классах обобщенных функций.

2. Δ-ИМПУЛЬС МАКСВЕЛЛА—ФЕЙЕРА

Рассмотрим сигнал, представляющий собой полином следующего вида

$$P_n(x) = 2 \sum_{m=1}^n (n+1-m) \cos mx, \quad x \in [0, \pi], \quad (2.1)$$

Пользуясь формулой Фейера ([2], стр.69)

$$\sum_{v=-(n+1)}^{n+1} \left(1 - \frac{|v|}{n}\right) e^{inx} = \frac{\sin^2 \frac{(n+1)x}{2}}{n \sin^2 \frac{x}{2}} \quad (2.2)$$

получаем представление для $P_n(x)$ в виде

$$P_n(x) = 2 \sum_{m=1}^n (n+1-m) \cos mx = \left(\frac{\sin \frac{(n+1)x}{2}}{n \sin \frac{x}{2}} \right)^2 - (n+1). \quad (2.3)$$

Далее введем в рассмотрение усредненные многочлены

$$P_n(x) = \frac{1}{n+1} P_n(x) = 2 \sum_{m=1}^n \left(1 - \frac{m}{n+1}\right) \cos mx - 1. \quad (2.4)$$

Нетрудно видеть, что многочлены $P_n(x)$ обладают следующими свойствами:

$$P_n(0) = \frac{2}{n+1} \sum_{k=1}^n k = \frac{2n(n+1)}{2(n+1)} = n. \quad (2.5)$$

И если $x_0 \neq 0$, то из (2.3) следует соотношение

$$\lim_{n \rightarrow \infty} P_n(x) = \delta(x) - 1 = \begin{cases} \infty, & x = 0; \\ 0, & x \neq 0 \end{cases}, \quad (2.6)$$

где $\delta(x)$ -- дельта-функция Дирака.

В связи с этим функцию $\delta(x) - 1 = P(x)$ будем называть δ -- импульсом Максвелла--Фейера.

3. ДИАГРАММА НАПРАВЛЕННОСТИ МАКСВЕЛЛА--ФЕЙЕРА

Этот подход мы применяем в настоящей работе, решая задачу синтеза, с импульсом Максвелла-Фейера в качестве диаграммы направленности. Но так как функция $P_n(z)$ не удовлетворяет условию (1.3), но входит в классы Бернштейна ([5], стр. 182) целых функций экспоненциального типа, ограниченных на вещественной оси вместо оценки (1.3). В связи с этим при решении задач синтеза здесь мы используем метод обобщенных функций с применением теоремы Пели-Винера-Шварца о связи между обобщенной

функции $f(y)$ с носителем $[-a, a]$ и ее преобразованием Фурье (см. [7], стр. 210), удовлетворяющим условию (1.4) когда $|B| \leq a$. Для этого $f(y)$ будем рассматривать как обобщенную функцию, сосредоточенную на $[-a, a]$. Тогда уравнение (1.1) можно записать в виде

$$R(z) = \int_{-a}^a \exp(-izy) f(y) dy = \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-izy) f(y) dy = 2\pi F^{-1}(f)(z), \quad (3.1)$$

где $F^{-1}(f)(z)$ -- обратное преобразование Фурье функции $f(y)$.

Тогда из (3.1) получаем решение задачи (1.1) для $|B| \leq a$, обращая равенство (11)

$$f(y) = \frac{1}{2\pi} F(R(z))(y). \quad (3.2)$$

Так как для $|b| < a$, справедливо соотношение

$$F(\cos by) = \frac{\pi}{2} [\delta(y-b) + \delta(y+b)], \quad (3.3)$$

(см. [7], с. 13), то

$$f(y) = \frac{1}{2} [\delta(y-b) + \delta(y+b)], \quad (3.4)$$

что легко проверить непосредственно.

Замечание. В [5], стр. 66 формула (3.3), для $|a| = \pi$ получена другим способом.

Применение формулы (3.3) к $R(z) = P_n(z)$ при $n \leq a$ дает равенства

$$\frac{a}{\pi} F(P_n) = f_n(y) = 2a \sum_{m=1}^n \left(1 - \frac{m}{1+n}\right) C(m) \delta(y). \quad (3.5)$$

Используя которое получаем:

Утверждение. Диаграмма направленности Максвелла--Фейера $P_n(z)$ при $n \leq a$ создает $2n$ точечных источников излучения, помещенных в центре системы и расположенными на единичном расстоянии друг от друга, согласно формуле (3.5).

Следствие. Переходя к пределу, при $a \rightarrow \infty$ в (3.5) получаем

$$\lim_{n \rightarrow \infty} f_n = \frac{1}{2\pi} F(\lim_{n \rightarrow \infty} P_n) = \frac{1}{2\pi} F(\delta - 1) = \frac{1}{2\pi} (1 - 2\pi\delta). \quad (3.6)$$

и, следовательно $f(y) = -\delta + \frac{1}{2\pi}$.

Таким образом диаграмма направленности Максвелла--Фейера создается бесконечным числом точечных источников, расположенных друг от друга на единичном расстоянии согласно формуле

$$f(y) = -\delta + \frac{1}{2\pi}. \quad (3.7)$$

4. ДВОЙСТВЕННАЯ ЗАДАЧА

Если в уравнении (1.1) $f(y) = \cos my$, то непосредственные вычисления показывают, что справедливо равенство

$$R_m(z) = \frac{\sin(z+m)a}{z+m} + \frac{\sin(z-m)a}{z-m}. \quad (4.1)$$

И если $a = z\pi, r \in \square$, то

$$R_m(z) = \frac{(-1)^{mr} z \sin \pi z}{\pi(z^2 - m^2)}. \quad (4.2)$$

Диаграммы направленности вида (4.1), (4.2) называются парциальными диаграммами направленности. Они принадлежат классу W_a и для них интегральное уравнение (1.1) точно разрешимо.

Если $f_n(y)$ -- δ -импульс Максвелла--Фейера, то

$$\int_{-r\pi}^{r\pi} \exp(-izy) P_n(y) dy = \frac{2z}{\pi} \sum_{m=1}^n \left(1 - \frac{m}{n+1}\right) \frac{(-1)^{mr} \sin r\pi z}{z^2 - m^2} = R_{n,r}(z). \quad (4.3)$$

То есть $R_{n,r}(z)$ является суммой парциальных диаграмм направленности.

При $n \rightarrow \infty$ из (20) и (6) следует существование предельной диаграммы направленности

$$R_r(z) = \int_{-r\pi}^{r\pi} \exp(-izy) [\delta(y) - 1] dy = 1 - \frac{\sin r\pi z}{z}. \quad (4.4)$$

Таким образом, диаграмма направленности (4.4) не принадлежащая классу W_{π} создается распределением точечных источников по закону δ -импульса Максвелла--Фейера.

Переходя в (21) к пределу при $r \rightarrow \infty$, получаем соотношения

$$\begin{aligned} \lim_{r \rightarrow \infty} R_r(z) &= \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-izy) [\delta(y) - 1] dy = 2\pi [F^{-1}(\delta) - F^{-1}(1)] = \\ &= 2\pi \left[\frac{1}{2\pi} - 2\pi\delta \right] = 1 - 2\pi\delta = R(z). \end{aligned} \quad (4.5)$$

То есть, диаграмма направленности (4.5) создается периодическим δ -импульсом Максвелла--Фейера на бесконечном интервале $(-\infty, \infty)$.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, с применением класса Бернштейна и теории обобщенных функций решается задача корректной разрешимости интегрального уравнения Максвелла прямолинейной антенны, позволяющее получить ответ в терминах импульсной функции Дирака.

ЛИТЕРАТУРА

1. 1. Костин В.А. Многочлены Максвелла--Фейера и оптимизация полигармонических импульсов/ В.А. Костин, Д.В. Костин, Ю.И. Сапронов// ДАН, 2012. Т.445. №3. С. 271--273.
2. 2. Левитан Б.М. Почти--периодические функции/ Б.М. Левитан.-- Москва: тех--теор. лит., 1953.-- 396 с.
3. 3. Зелкин Е.Г. Построение излучающей системы по заданной диаграмме направленности / Е.Г. Зелкин.-- Москва--Ленинград: Госэнергоиздат, 1963.-- 272 с.
4. 4. Суетин П.К. Начала математической теории антенн / П.К. Суетин, М.: Изд. Инс-вязь, 2008.-- 228 с.
5. 5. Ахиезер Н.И. Лекции по теории аппроксимации. Изд. 2-ое/ Н.И. Ахиезер.-- Москва: Наука, 1965.-- 407 с.
6. 6. Функциональный анализ, изд. 2. под общей ред. С.Г. Крейна./ М.: Наука, 1972.-- 544 с.

7. 7. Гельфанд И.М. Обобщенные функции и действия над ними/ И.М. Гельфанд, Г.Е. Шилов, М.: Гос. изд. физ.-мат. лит., 1959.-- 243 с.

REFERENCES

1. Kostin V.A. Maxwell-Fejer polinomials and optimization of polyharmonic impuls/ Kostin V.A., Kostin D.V., Saprnov Y.I.// Doklady Mathematics. 2012. T. 86. № 1. С. 512-514.
2. Levitan B.M. Almost-periodic functions/ B.M. Levitan—M.: tech-teor. Lit., 1953.--- 396 p.
3. Zelkin E.G. Construction of a radiating system according to a given radiation pattern/ E.G. Zelkin—M.: Gosenergoizdat, 1963.—272 p.
4. Suetin P.K. The beginning of the mathematical theory of antennas/ P.K.Suetin—M.: Insvyaz, 2008.--- 228 p.
5. Ahiezer N.I. Lectures on approximation theory/ N.I. Ahiezer—M.: Nauka, 1965.—407 p.
6. Functional analysis ed.2, under the general editorship Kreyn S.G./ M.: Nauka, 1972—544 p.
7. Gelfand I.M. Generalized functions and actions on them/ I.M. Gelfamd, G.E. Shilov—M.: Gos. Izd. Phis.-math. Lit., 1959—243 p.

ОБЕСПЕЧЕНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ КАНАЛА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ БЛА ТЕХНИЧЕСКИМИ МЕТОДАМИ

А. А. Ромашов¹, С. П. Андикаев¹, Д. А. Кошелев¹

¹Краснодарское высшее военное училище (КВВУ), Краснодар, Россия

Аннотация. Целью данной статьи является описание способов обеспечения высокой эффективности применения беспилотного летательного аппарата (далее – БЛА) за счет повышения устойчивости каналов радиоправления и их защищенности с помощью применения различных методов защиты канала управления БЛА, а также теоретическое обоснование применения рассматриваемых методов. Актуальность статьи определена высокими темпами развития способов применения БЛА и возникающей из-за этого задачи повышения эффективности их применения за счет уменьшения количества сбоев канала управления и пресечения попыток противника оказывать влияние на него. В результате выявлены возможности комплексного применения современных методов повышения устойчивости системы управления БЛА.

Ключевые слова: БЛА; канал радиоправления; псевдослучайная перестройка рабочей частоты; криптографическая защита.

ENSURING THE STABILITY OF THE UAV RADIO CONTROL CHANNEL BY TECHNICAL METHODS

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 ways to ensure high efficiency of the use of an unmanned aerial vehicle (hereinafter – UAV) by increasing the stability of radio control channels and their security through the use of various methods of protecting the UAV control channel, as well as a theoretical justification for the application of the methods under consideration. The relevance of the article is determined by the high rate of development of methods of using UAVs and the resulting task of increasing the effectiveness of their use by reducing the number of failures of the control channel and suppressing attempts by the enemy to influence it. As a result, the possibilities of integrated application of modern methods to increase the stability of the UAV control system have been identified.

Keywords: UAV; radio control channel; pseudorandom tuning of the operating frequency; cryptographic protection

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время БЛА используются для решения широкого спектра различных задач, включая:

- воздушную разведку общего назначения, в том числе и в масштабе времени, близком к реальному;
- целеуказание для иных систем оружия и корректировку огня артиллерии;
- транспортировку и доставку грузов и средств в заданный район;
- нанесение ударов по наземным/надводным объектам;
- отвлечение внимания или использование их в качестве ложных воздушных целей.

С развитием как самих БЛА, так и способов их применения, среди конструкторов развитых стран все более остро встает вопрос формирования эффективных способов

борьбы с новыми типами воздушных целей. При этом на начальных этапах реализации задачи противодействия БЛА (в начале 2000-х гг.), она решалась исключительно путем активного применения имеющихся зенитно-ракетных комплексов противовоздушной обороны. Однако с развитием технологий создания БЛА произошло многократное возрастание их массовости, что в настоящее время создает возможности их роевого применения, прямое отражение которого классическими средствами ЗРК ПВО является крайне неэффективным, во-первых, из-за экономической неоправданности применения дорогостоящих зенитных управляемых ракет по большому числу относительно дешевых БЛА, а во-вторых, из-за быстрого расходования боевого комплекта ЗУР и последующей неспособности ЗРК отразить удар пилотируемой авиации, а также крылатых ракет высокоточного оружия. В связи с этим, в настоящее время ведутся масштабные исследования альтернативных способов противодействия БЛА, в том числе посредством применения сил и средств радиоэлектронного подавления и радиоэлектронной борьбы, а также средств направленного излучения энергии – лазерного оружия. При этом, если применение лазерного оружия является относительно экспериментальной и немассовой технологией, то способы противодействия БЛА на основе совместного использования комплексов РЭП и РЭБ уже активно используются в практике ведения локальных боевых действий. В связи с этим возрастает актуальность решения задачи обеспечения устойчивости функционирования БЛА в условиях активного противодействия со стороны потенциального противника.

Анализ общей принципиальной структурной схемы управления БЛА и основных тактико-технических характеристик среднестатистических БЛА позволил выявить следующие уязвимости:

- необходимость постоянного обмена информацией с наземными пунктами управления при отсутствии систем автономного управления или при выходе их из строя;
- использование внешней системы позиционирования БЛА в пространстве;
- ограниченность технических возможностей составляющих КРУ, вызванная несовершенностью применяемой аппаратуры;
- отсутствие имитозащиты каналов радиопередачи и передачи данных;
- подверженность КРУ и канала спутниковой навигации БЛА воздействию радиоэлектронных помех;
- сравнительно небольшая дальность действия дистанционного управления БЛА с пунктов управления при отсутствии дополнительных средств ретрансляции.

2. УСТРАНЕНИЕ УЯЗВИМОСТЕЙ ТЕХНИЧЕСКОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ КРУ

Для формирования рационального предложения по обеспечению эффективности применения БЛА условиях активного радиоэлектронного воздействия более подробно рассмотрим недостатки, связанные с каналами радиопередачи и системой спутниковой навигации.

Необходимость постоянного обмена информацией с наземными пунктами управления даже при наличии у БЛА возможностей автономного функционирования обуславливается низким уровнем технической надежности систем автоматического управления БЛА и слабой «интеллектуальностью» действий БЛА в автономном режиме. По опыту применения БЛА в локальных войнах специалистами сделан вывод, что частота аварий БЛА превышает аналогичный показатель у пилотируемых летательных аппаратов в 100 раз. Основными причинами этого являются значительно меньшая надежность бортового радиоэлектронного оборудования (РЭО) на борту БЛА и, в отличие от пилотируемых летательных аппаратов, отсутствие дублирования функций основного РЭО ввиду малой грузоподъемности БЛА. Поскольку к абсолютному

большинству БЛА предъявляются требования максимальной габаритной компактности, то традиционно БЛА оснащается комплектом минимально необходимой аппаратуры. К перечню такой бортовой аппаратуры можно отнести:

- навигационную систему (автономную или основанную на использовании сигналов спутниковых радионавигационных систем (СРНС));
- систему связи, включающую в себя каналобразующую аппаратуру КРУ, по которой осуществляется управление БЛА с пункта управления и передаются телеметрические данные о состоянии оборудования БЛА, а также каналобразующую аппаратуру передачи данных от целевой нагрузки;
- целевую нагрузку (аппаратуру разведки, наведения или средства поражения).

Важно понимать, что решение проблемы стабильного функционирования аппаратно-программной (технической) составляющей канала радиопередачи не лишает потенциального противника возможности воздействовать на передаваемые сигналы управления и телеметрию. Поэтому стабильность работы узлов БЛА обеспечивается не только устойчивостью систем канала радиопередачи, но и путем осуществления дополнительных мер информационной безопасности на основе физических и технических принципов.

3. УГРОЗЫ ПРИМЕНЕНИЯ В СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ КОММЕРЧЕСКИХ ТЕХНОЛОГИЙ

Для связи с БЛА и высокоскоростной передачи с него телеметрии и данных на наземный пункт управления (ПУ) используется командная радиопередача управления (КРЛУ). Как правило, радиопередача управления организуется в пределах прямой видимости. Для связи на дальние расстояния могут использоваться БЛА-ретрансляторы, а также средства спутниковой связи.

Необходимость передачи больших объемов данных (прежде всего – видеоданных) по каналу «БЛА – ПУ», ограниченные возможности вычислительных средств на борту БЛА, а также низкое быстродействие аппаратных средств криптографической защиты приводят к тому, что часть данных, передаваемых по КРЛУ, не шифруются. Довольно распространенным случаем является вариант, когда управляющие команды и телеметрия – шифруются, а передаваемые видеоданные, предназначенные оператору для визуального управления, и данные с бортовых средств разведки – передаются в открытом виде. Для БЛА, в которых КРЛУ реализуется на основе коммерческих технологий Wi-Fi, WiMaS Mobile и LTE, характерным является возможность использования противником следующих уязвимостей:

- использование в сети Wi-Fi для шифрования передаваемых данных протоколов WEP (Wired Equivalent Privacy) и WPA (Wi-Fi Protected Access), которые имеют низкую криптографическую стойкость, при этом известны способы, позволяющие вскрыть ключевую информацию за считаное число минут;
- использование в WiMaS Mobile для шифрования алгоритма DES (Data Encryption Standard) с ключами ТЕК (Traffic Encryption Key), имеющих ограниченный срок активного существования, а также использование ложных сертификатов идентификации абонентских станций S.509;
- уязвимости процедур «attach», «detach» и «paging» для сетей LTE.

В случае реализации данных уязвимостей КРЛУ может быть «взломан», что позволит противнику вскрыть формат передаваемых команд управления, и в дальнейшем – полностью перехватить управление БЛА или ограничить доступ к нему.

4. ПРЕДОТВРАЩЕНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ РЭП С ПОМОЩЬЮ ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКИ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ

а. Принцип псевдослучайной перестройки рабочей частоты

Одним из наиболее эффективных способов защиты КРУ от воздействия радиоэлектронных помех и средств радиоэлектронного подавления является применение метода псевдослучайной перестройки рабочей частоты (далее – ППРЧ).

Псевдослучайная перестройка рабочей частоты (FHSS — англ. frequency-hopping spread spectrum) – метод передачи информации по радиоканалам, особенность которого заключается в частой смене несущей частоты в соответствии с псевдослучайной последовательностью чисел, известной как отправителю, так и получателю. Метод повышает помехозащищённость канала связи.

Для построения сигнала применяется частотно-временная матрица, каждый столбец которой является временной позицией, а строчки соответствуют условному номеру частоты.

Сигнал, передающийся с использованием данного метода, устойчив к глушению сигнала (до того момента, пока потенциальный противник не знает используемую последовательность чисел), что позволяет использовать его в военных целях, однако при этом сигнал все равно требует мер по дополнительному шифрованию.

Основным недостатком ППРЧ является низкая скорость передачи данных. Поэтому в последнее время появились способы объединения метода ППРЧ с методами передачи широкополосных сигналов, например, на основе DSSS, OFDM (ППРЧ с изменением частоты в пределах множества ортогональных несущих либо ППРЧ со сменой несущей частоты одновременно для всего ансамбля OFDM-поднесущих), N-OFDM или FBMC. Такой подход позволяет сохранить преимущества метода ППРЧ, скомпенсировав его недостатки возможностью реализации высокоскоростной цифровой связи.

б. Предложение по повышению скорости передачи данных при применении ППРЧ с помощью метода прямой последовательности для расширения спектра DSSS

Метод прямой последовательности для расширения спектра (DSSS - англ. direct sequence spread spectrum) представляет собой широкополосную модуляцию с прямым расширением спектра и является одним из трёх основных методов расширения спектра, используемых в настоящее время. Это метод формирования широкополосного радиосигнала, при котором исходная последовательность битов преобразуется в псевдослучайную последовательность, используемую для модуляции несущей.

Метод прямой последовательности (DSSS) в простейшем варианте можно представить следующим образом – каждый передаваемый бит информации представляется в виде последовательности из определенного числа кодовых символов. Это осуществляется сложением по модулю 2 исходной последовательности битов с кодовой расширяющей комбинацией. Бит кодовой последовательности в данном случае называется чипом. При приёме полученная последовательность чипов декодируется путём сложения по модулю 2 принятой последовательности чипов с той же кодовой последовательностью. Другая пара приёмник-передатчик может использовать другую кодовую последовательность.

Таким образом в результате применения этого метода обеспечивается защита передаваемой информации от считывания несанкционированными сторонами, так как «чужой» DSSS-приёмник использует другую кодовую последовательность и не может декодировать информацию не от своего передатчика. При этом при использовании на

приемнике другой кодовой последовательности на выходе полосового фильтра сильно уменьшается отношение уровня передаваемого сигнала к уровню шума, то есть случайных или преднамеренных помех, так что передаваемый сигнал на выходе фильтра становится практически неразличим в общем шуме, из-за чего приёмное устройство не распознает передаваемую информационную последовательность.

Еще одно чрезвычайно полезное свойство DSSS-устройств заключается в том, что благодаря малому уровню плотности мощности сигналов в спектральной области они практически не создают помех для обычных радиоустройств (узкополосных большой мощности), так как последние принимают широкополосный сигнал за шум в допустимых пределах. И при этом обычные устройства не мешают широкополосным, так как их сигналы большой мощности «шумят» только в своем узком канале и не могут заглушить сразу весь широкополосный сигнал.

Использование технологий широкополосной передачи дает возможность использовать один и тот же участок радиоспектра дважды: сначала обычными узкополосными устройствами, а затем, «поверх них» — широкополосными.

в. Предложение по повышению скорости передачи данных при применении ППРЧ с помощью технологии DSSS

В каждый передаваемый информационный бит (логический 0 или 1) встраивается последовательность так называемых чипов. Если информационные биты — логические нули или единицы — при потенциальном кодировании информации можно представить в виде последовательности прямоугольных импульсов, то каждый отдельный чип — это тоже прямоугольный импульс, но его длительность в несколько раз меньше длительности информационного бита. Последовательность чипов представляет собой последовательность прямоугольных импульсов, принимающих значение 1 и -1, однако они не являются информационными. Поскольку длительность одного чипа в n раз меньше длительности информационного бита, то и ширина спектра преобразованного сигнала будет в n раз больше ширины спектра первоначального сигнала. При этом и амплитуда спектральных составляющих передаваемого сигнала уменьшится в n раз.

Чиповые последовательности, встраиваемые в информационные биты, называют шумоподобными кодами (PN-последовательности), что подчеркивает то обстоятельство, что результирующий сигнал становится шумоподобным и его трудно отличить от естественного шума.

Используемые для расширения спектра сигнала чиповые последовательности должны удовлетворять определенным требованиям автокорреляции. Под термином автокорреляции в математике подразумевают степень подобия функции самой себе в различные моменты времени. Если подобрать такую чиповую последовательность, для которой функция автокорреляции будет иметь резко выраженный пик лишь для одного момента времени, то такой информационный сигнал возможно будет выделить на уровне шума. Для этого в приёмнике полученный сигнал умножается на ту же чиповую последовательность, то есть вычисляется автокорреляционная функция сигнала. В результате сигнал становится опять узкополосным, поэтому его фильтруют в узкой полосе частот и любая помеха, попадающая в полосу исходного широкополосного сигнала, после умножения на чиповую последовательность, наоборот, становится широкополосной и обрезается фильтрами, а в узкую информационную полосу попадает лишь часть помехи, по мощности значительно меньшая, чем помеха, действующая на входе приёмника.

Разновидностью метода DSSS является технология ортогонального кодового разделения каналов (OCDM). В этом случае "каждый бит (группа битов)

информационного потока заменяется одной из ортогональных кодовых последовательностей.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье представлены результаты систематизации и анализа различных способов и методов обеспечения эффективного функционирования канала радиуправления БЛА, основанных на обеспечении технической надежности и аппаратной исправности систем навигации и радиосвязи БЛА.

Элементом новизны работы является выявленные возможности по эффективному совместному применению описанных методов защиты канала радиуправления БЛА как по отдельности, так и совместно, а также системные недостатки используемых технологических решений, устраняемые путем комплексного применения различных способов обеспечения безопасности канала в существующих комплексах БЛА.

Материал статьи может использоваться для формирования адаптивной системы безопасности информации в КРУ путем применения комбинаций необходимых методов и технологических решений. Также данная статья может быть полезна конструкторам и разработчикам, проектирующим системы и комплексы БЛА, а также специалистам по оценке параметров БЛА, определяющих пригодность БЛА к выполнению своих целевых задач в любых условиях обстановки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шнайер Б. А. Прикладная криптография. // СПб.: БХВ-Петербург, 2009. - С. 610.
2. Сمارт 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.

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЦЕЛОСТНОСТИ ИНФОРМАЦИОННОГО (ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОГО) ПОТОКА КАНАЛА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ БЛА ПРИМЕНЕНИЕМ МЕТОДОВ ИМИТОЗАЩИТЫ

А. А. Ромашов¹, С. П. Андикаев¹, Д. А. Кошелев¹

¹Краснодарское высшее военное училище (КВВУ), Краснодар, Россия

Аннотация. Целью данной статьи является описание способов повышения эффективности применения БЛА за счет обеспечения целостности и защищенности информации в каналах радиоправления с помощью различных методов криптографической защиты канала управления беспилотного летательного аппарата (далее – БЛА), а также теоретическое обоснование применения рассматриваемых методов. Актуальность статьи определена крайне высокими темпами развития БЛА и способов их применения и возникающей в связи с этим задачей повышения эффективности применения своих БЛА путем обеспечения подлинности и целостности информации, циркулирующей в каналах радиоправления и передачи данных. В результате проанализированы возможности эффективного применения проверенных методов имитозащиты для повышения устойчивости системы управления БЛА.

Ключевые слова: БЛА; канал радиоправления; имитозащита; криптографическая защита.

ENSURING THE INTEGRITY OF THE INFORMATION (TELEMETRY) FLOW OF THE UAV RADIO CONTROL CHANNEL USING IMAGE PROTECTION METHODS

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 ways to increase the effectiveness of the use of UAVs by ensuring the integrity and security of information in radio control channels using various methods of cryptographic protection of the control channel of an unmanned aerial vehicle (hereinafter – UAV), as well as a theoretical justification for the application of the methods under consideration. The relevance of the article is determined by the extremely high rates of development of UAVs and methods of their application and the resulting task of increasing the effectiveness of their UAVs by ensuring the authenticity and integrity of information circulating in radio control and data transmission channels. As a result, the possibilities of effective application of proven methods of image protection to increase the stability of the UAV control system are analyzed.

Keywords: UAV; radio control channel; message authentication; cryptographic protection

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время БЛА используются для решения широкого спектра различных задач, включая:

- воздушную разведку общего назначения, в том числе и в масштабе времени, близком к реальному;
- целеуказание для иных систем оружия и корректировку огня артиллерии;
- транспортировку и доставку грузов и средств в заданный район;

- нанесение ударов по наземным/надводным объектам;
- отвлечение внимания или использование их в качестве ложных воздушных целей.

Анализ общей принципиальной структурной схемы управления БЛА и основных тактико-технических характеристик среднестатистических БЛА позволил выявить следующие уязвимости:

- отсутствие способов подтверждения подлинности поступающих сигналов управления без применения методов криптографической защиты информации;
- отсутствие возможности подтверждения неизменности информации, передаваемой по каналам радиоуправления и передачи данных;
- подверженность КРУ и канала спутниковой навигации БЛА воздействию радиоэлектронных помех.

2. ПРИНЦИПЫ ПРИМЕНЕНИЯ ИМИТОЗАЩИТЫ

С целью предотвращения несанкционированного воздействия на передаваемую по КРУ информацию необходимо обеспечить функционирование механизма, который будет способен предотвращать введение в систему передачи ложной информации и информировать оператора (получателя) о состоянии переданной информации. Наиболее эффективным способом решения данной задачи является применение методов имитозащиты.

Имитозащита – совокупность мер по обеспечению защиты системы шифровальной связи или другой криптосистемы от навязывания ложных данных, другими словами – это сохранение целостности сообщения. Механизм имитозащиты сообщений в телекоммуникационных сетях (ТКС) реализуется с помощью различных методов аутентификации передаваемых сообщений. Методы аутентификации сообщений основаны на анализе и обработке приемной стороной проверочных комбинаций, которые формируются и добавляются к защищаемым сообщениям передающей стороной в соответствии с определенными правилами.

Под аутентификацией сообщений понимают установление их подлинности исключительно на основе содержащейся в них информации, включающее определение санкционированным получателем того факта, что полученная им информация наиболее вероятно была передана истинным отправителем (источником) и что при этом она не заменена и не искажена. При этом любые преднамеренные и случайные нарушения подлинности обнаруживаются в соответствии с заданной для каждого случая вероятностью вероятностью.

Методы классической аутентификации информации, для осуществления которых предполагается наличие взаимного доверия между участниками этого информационного обмена, известны в литературе как методы обеспечения имитозащиты с помощью симметричных криптографических алгоритмов.

При отсутствии взаимного доверия между участниками информационного обмена методы классической аутентификации информации дают, как правило, экономически неэффективные технические решения, а в отдельных случаях полностью неприменимы. Для решения задачи обеспечения имитозащиты в таких условиях используются несимметричные криптографические алгоритмы, а аутентификация информации включает в себя и аутентификацию абонентов.

3. ОБОБЩЕННАЯ МОДЕЛЬ ПРИМЕНЕНИЯ ИМИТОЗАЩИТЫ

Рассмотрим обобщенную модель осуществления аутентификации сообщений на примере четырех участников информационного обмена. Это отправитель

(санкционированный пользователь П1), получатель (санкционированный пользователь П2), нарушитель в канале связи (Н) и доверенная сторона (ДС). Исходное распределение функций между участниками модели следующее.

Задача пользователя П1 заключается в отправке целевого сообщения S пользователю П2. Задача пользователя П2 заключается в получении искомого сообщения X в исходном виде и в проверке его подлинности. Задачей доверенной стороны ДС является обеспечение функционирования защищенного тракта обмена ключевой системы для осуществления рассылки ключей, восстановления после компрометации секретных ключей, записи в своей защищенной памяти различной информации о функционировании сети.

Рассмотрим различные варианты осуществления несанкционированного доступа к содержанию передаваемого сообщения (нарушение подлинности сообщения), которые возможны в условиях данной модели аутентификации сообщений, с учетом того, что в действиях возможных нарушителей из числа участников модели П1, П2 и Н отсутствует кооперация.

Вариант В1: нарушитель в канале связи искажает сообщение (возможно, после проведения анализа на основе этого и других сообщений), которое пользователь П1 передает пользователю П2 (подмена передаваемого сообщения).

Вариант В2: нарушитель в канале связи формирует и посылает пользователю П2 сообщение X от имени пользователя П1 (имитация передаваемого сообщения).

Вариант В3: нарушитель в канале связи повторяет ранее переданное сообщение, которое пользователь П1 посылал пользователю П2 (повтор ранее переданного сообщения).

Имитозащита сообщений подразумевает выполнение мероприятий и процедур против нарушителя в канале связи, то есть против способов обмана В1, В2, В3.

4. ПРИНЦИПЫ РЕАЛИЗАЦИИ МЕТОДОВ ИМИТОЗАЩИТЫ

В рассмотренных источниках описаны два основных метода классической аутентификации: метод MAC (message authentication code – код аутентификации сообщений) и метод MDC (manipulation detection code – код обнаружения имитаций).

При их реализации проверочная комбинация может быть вычислена как криптографическая функция от сообщения X и секретного ключа K , известного только взаимодействующим пользователям (в нашем случае пользователям П1 и П2) и, в некоторых случаях, доверенной стороне.

а. Метод MAC

Для В этом методе пользователь П1 вычисляет имитовставку (проверочную комбинацию) сообщения S :

$$Z = F(k,S),$$

используя один из симметричных алгоритмов шифрования и секретный ключ. Полученная имитовставка присоединяется к сообщению и отправляется пользователю П2, т.е. в виде

$$S' = (S, Z),$$

Заметим, что в состав сообщения S входят как данные, подлежащие передаче, так и служебная информация, например, адрес отправителя, адрес получателя, дата, время отправки, номер сообщения.

Пользователь П2 получает S , вычисляет $Z^* = F(k,S)$, затем удостоверяется в том, что результат этого вычисления совпадает с полученным:

$$Z^* = Z.$$

Если предположить, что секретный ключ знают только отправитель (П1) и получатель (П2), и если последнее равенство истинно, то можно утверждать следующее:

1. Получатель (П2) может быть уверен, что сообщение было получено в исходном виде. Если нарушитель изменит сообщение, но не изменит соответствующим образом значение MAC, то вычисленное получателем значение будет отличаться от пришедшего с сообщением. Не зная секретного ключа, нарушитель не сможет правильно изменить значение MAC для его соответствия измененному сообщению.

2. Получатель (П2) может быть уверен, что сообщение пришло от указанного отправителя (П1). Поскольку секретный ключ никому, кроме искомого отправителя (П1), неизвестен, никто другой не может подготовить и отправить сообщение с соответствующим значением MAC.

3. Если сообщение включает присвоенный ему порядковый номер, то получатель (П2) может быть уверен в том, что сообщения приходят в правильной последовательности, поскольку нарушитель не может изменить порядковый номер сообщения.

Для формирования MAC используются известные алгоритмы симметричного шифрования, где контрольная комбинация вырабатывается в режиме со сцеплением блоков.

В алгоритме ГОСТ 28147-89 для вычисления MAC предусмотрен специальный режим вычисления имитовставки, который включает в себя следующие операции:

1. Первые 64 бита сообщения подвергаются преобразованию, соответствующему первым 16 циклам алгоритма шифрования в режиме простой замены:

$$Z_{64}^1 = E_K(X_{64}^1)$$

2. Полученное значение суммируется по модулю два со вторым блоком сообщения:

$$Z_{64}^1 + X_{64}^2 = Y_{64}^1$$

3. Результат суммирования подвергается преобразованию, соответствующему первым 16 циклам алгоритма зашифрования в режиме простой замены:

$$Z_{64}^2 = E_K(Y_{64}^1)$$

4. Полученный результат суммируется по модулю два с третьим блоком сообщения:

$$Z_{64}^2 \oplus X_{64}^3 = Y_{64}^2$$

5. Действия по подпунктам. 3 и 4 повторяются до выборки последнего блока сообщения.

6. Последний блок сообщения, при необходимости дополненный до полного 64-битного блока нулями, суммируется по модулю два с предыдущим результатом шифрования:

$$Z_{64}^{n-1} \oplus X_{64}^n = Y_{64}^{n-1}$$

7. Результат суммирования зашифровывается в режиме простой замены по первым 16 циклам работы алгоритма:

$$Z_{64}^n = E_K(Y_{64}^{n-1})$$

8. Из полученного результата зашифрования выбирается отрезок UL (имитовставка) длиной L бит. Вероятность навязывания ложного сообщения в этом случае равна

$$P_H = 2^{-L}$$

6. Метод MDC

Проверочная комбинация может быть вычислена на основе использования необратимой функции сжатия сообщения S – хеш-функции.

Как и в случае метода MAC, функция хеширования получает на вход сообщение S произвольной длины, а на выходе выдает хеш-код $h = H(S)$ фиксированной длины. В отличие от значения MAC функция хеширования не требует использования секретного ключа. Существует несколько вариантов реализации метода MDC.

На рис.1 представлена наиболее распространенная схема реализации метода MDC.

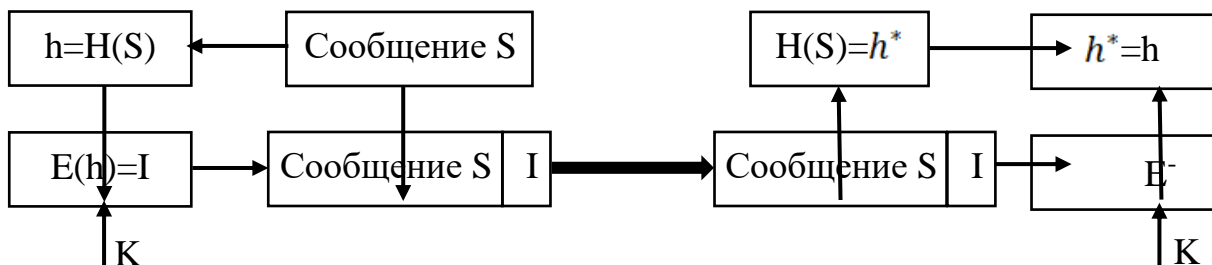


Рис. 1. Схема реализации метода MDC

В этом методе пользователь П1 вычисляет хеш-код сообщения S, зашифровывает значение хеш-кода с использованием симметричного алгоритма, присоединяет зашифрованное значение хеш-кода к сообщению и отправляет полученный блок пользователю П2. Пользователь П2 расшифровывает полученный хеш-код, вычисляет хеш-код сообщения S, сверяет результат этого вычисления с расшифрованным значением полученного хеш-кода и по результату сравнения делает вывод о подлинности полученного сообщения.

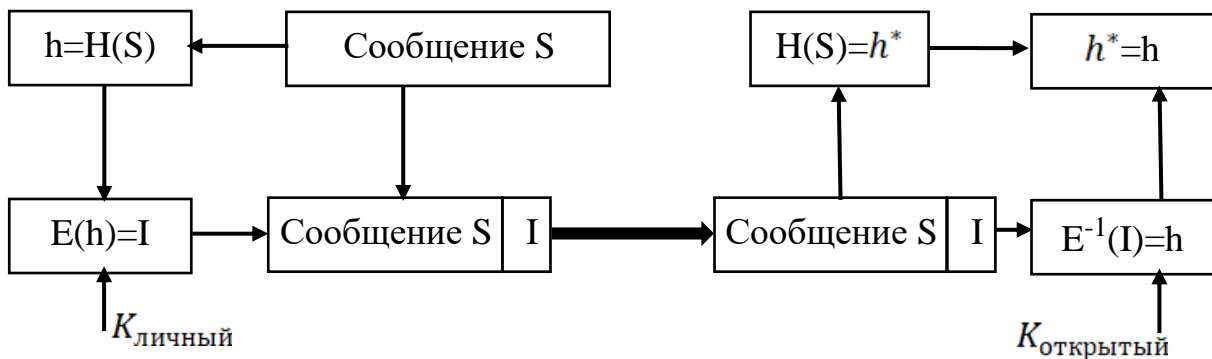


Рис.2. Схема реализации метода MDC с использованием ассиметричного алгоритма шифрования

В данном варианте получателю не требуется знание секретного ключа, что избавляет от необходимости доставки секретного ключа сообщаемым сторонам.

Третий вариант метода MDC предполагает использование функции хеширования без зашифрования хеш-кода.

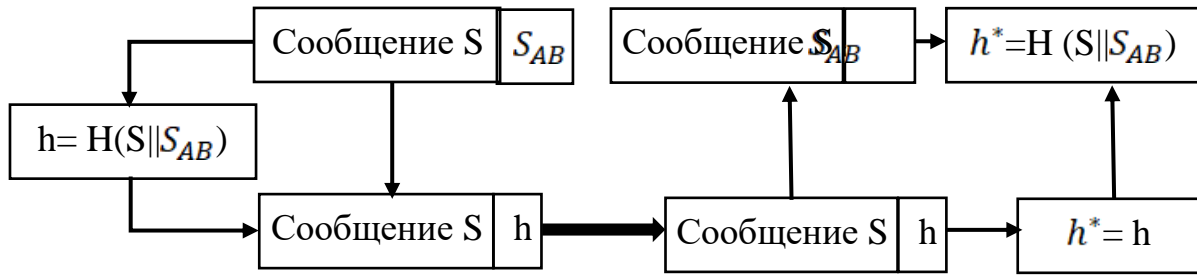


Рис.3. Реализация метода MDC без использования ключей

Соответствующая технология предполагает, что сообщающиеся стороны П1 и П2 имеют известное только им секретное значение $S_{П1П2}$. Перед отсылкой сообщения отправитель П1 вычисляет функцию хеширования для результата конкатенации этого секретного значения и сообщения S:

$$h = H(S \parallel S_{AB}).$$

Затем блок, состоящий из сообщения S и полученного хеш-кода, отправляется получателю П2. Поскольку получатель П2 имеет значение $S_{П1П2}$, он может вычислить значение

$$h^* = H(S \parallel S_{AB})$$

и проверить условие $h^* = h$.

Так как само секретное значение с сообщением не пересылается, у нарушителя (Н) нет возможности модифицировать перехваченное сообщение. До тех пор, пока секретное значение остается конфиденциально, нарушитель (Н) не может навязывать ложные сообщения.

Подход, использованный в третьем варианте реализации метода MDC, принят в качестве стандарта защиты протокола IP и называется HMAC.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье представлены результаты анализа методов имитозащиты, применение которых обеспечивает целостность передаваемой по каналам радиуправления информации. При этом обеспечивается достаточно высокий уровень эффективности системы защиты, так как требуемый уровень целостности обеспечивается осуществлением приемлемой по трудоемкости системой вычислительных операций. В основу работы положены наиболее распространенные методы обеспечения имитозащиты, анализ которых позволил сформировать предложение о возможности оптимального применения данных способов защиты информации на современных комплексах БЛА. Элементом новизны работы является применение общеизвестных методов имитозащиты для решения специальных задач в масштабе времени, приближенном к реальному. Материал статьи может использоваться для формирования исходного математического аппарата, программная реализация которого обеспечит решение задачи обеспечения целостности информации в канале радиуправления без снижения общей боевой эффективности комплексов БЛА. Также, данная статья может быть полезна конструкторам, проектирующим системы и комплексы БЛА, а также

военным специалистам при оценке параметров защищенности каналов радиоперехвата
БЛА при решении своих целевых задач.

ЛИТЕРАТУРА

1. Орлов А. В., Мельников Е. В., Финько О. А. Имитозащита беспроводных автоматизированных систем охраны режимных объектов // Системы управления, связи и безопасности. 2020. № 3. С. 22-64. DOI: 10.24411/2410-9916-2020-10302.
2. Хамидуллин Р.Р., Бригаднов И.А., Морозов А.В. Методы и средства защиты компьютерной информации: Учеб. пособие. – СПб.: СЗТУ, 2005 – 178 с.
3. Панасенко С. А. Алгоритмы шифрования. // СПб.: БХВ-Петербург, 2009. - С. 579.

REFERENCES

1. Orlov A. V., Melnikov E. V., Finko O. A. Imitation Protection of Wireless Automated Security Systems for Sensitive Objects. Systems of Control, Communication and Security, 2020, no. 3, pp. 22-64. DOI: 10.24411/2410-9916-2020-10302 (in Russian).
2. Khamidullin R.R., Brigadnov I.A., Morozov A.V. Methods and means of protecting computer information: Textbook. – St. Petersburg: NWTU, 2005 – 178 p.
3. Panasenko S. A. encryption algorithms. // St. Petersburg. BHV-Petersburg publ., 2009, p.579

ОБНАРУЖЕНИЕ РАЗЛАДКИ ВИДА ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ УЗКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ

Ю. Э. Корчагин¹, К. Д. Титов¹, О. Н. Завалишина^{1,2}

¹Воронежский государственный университет, Воронеж, Россия

²АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. В работе выполнен синтез алгоритма обнаружения разладки фазовой модуляции узкополосных радиосигналов на фоне белого гауссовского шума. Для анализа эффективности полученного алгоритма проведено статистическое моделирование разладки фазовой модуляции. Получены зависимости вероятности правильного обнаружения разладки от отношения сигнал/шум и длины последовательности принятых сигналов при фиксированном моменте разладки. Показано, что при обнаружении разладки фазовой модуляции низкого порядка требуемые значения вероятности правильного обнаружения достигаются при малых отношениях сигнал/шум, при этом с ростом порядка модуляции после момента разладки показатели эффективности алгоритма будут ухудшаться.

Ключевые слова: разладка, метод максимального правдоподобия, вероятность правильного обнаружения, фазовая модуляция.

DETECTION OF DISORDER OF THE TYPE OF PHASE MODULATION OF NARROWBAND RADIO SIGNALS OF ARBITRARY FORM

Yu. E. Korchagin¹, K. D. Titov¹, O. N. Zavalishina^{1,2}

¹Voronezh, Russia Voronezh State University, Voronezh, Russia

²JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. The work synthesizes an algorithm for detecting phase modulation disorder of narrowband radio signals against a background of white Gaussian noise. To analyze the effectiveness of the resulting algorithm, statistical modeling of the phase modulation disorder is carried out. The dependences of the probability of correct detection of a disorder on the signal-to-noise ratio and the length of the sequence of received signals at a fixed moment of disorder are obtained. It is shown that when a low-order phase modulation disorder is detected, the required values of the probability of correct detection are achieved at low signal-to-noise ratios, while with an increase in the modulation order after the moment of disorder, the efficiency indicators of the algorithm will deteriorate.

Keywords: disorder; maximum likelihood method, probability of detection, phase modulation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современные системы широкополосного беспроводного доступа имеют большое число схем модуляции и кодирования (Modulation and Coding Scheme, MCS) и способны динамически изменять их в зависимости от требуемой пропускной способности или помеховой обстановки [1-3]. При этом большое число современных беспроводных средств, функционирующих в соответствии с различными стандартами связи, вынуждены работать в одном диапазоне частот, что в реальных условиях приводит к ухудшению качества связи при воздействии шума и помех.

Для улучшения электромагнитной совместимости различных типов устройств могут использоваться алгоритмы определения вида модуляции сигналов и адаптации к

ним собственных приемопередающих устройств. Вместе с тем использование таких алгоритмов позволяет снизить объем служебной информации, поскольку при каждой смене вида модуляции передатчик в заголовке передаваемого кадра должен сообщить приемнику новую MCS. При динамически меняющейся помеховой обстановке, характерной для мегаполисов, объем такой избыточной служебной информации может быть весьма значительным. Поэтому актуальной задачей современной радиотехники является задача определения вида модуляции принимаемых сигналов.

В условиях сложной электромагнитной обстановки в системах связи и передачи данных смена вида модуляции происходит при скачкообразном изменении одного или нескольких параметров сигнала, поэтому задача определения вида модуляции сигналов может быть сведена к задаче обнаружения разладки, то есть обнаружению факта смены вида модуляции сигнала и оценки времени разладки. Под разладкой случайного процесса понимается [4] скачкообразное изменение его свойств (обычно описываемых какими-либо параметрами), происходящее в известный или неизвестный момент времени или не происходящее вовсе. Задачей обнаружения разладки является установление факта её наличия на основе исследования характеристик случайного процесса до и после момента возможной разладки. В области радиотехники такая задача находит активное применение в различных системах мониторинга, датчиках, телекоммуникационном оборудовании, системах когнитивного радио, в том числе, основанных на использовании искусственного интеллекта, и др.

В настоящей статье рассмотрена задача обнаружения разладки фазовой модуляции узкополосных радиосигналов, наблюдаемых на фоне белого гауссовского шума, с использованием метода максимального правдоподобия (МП). Данный подход может значительно упростить структурную схему устройства, что положительно скажется на быстроте действия, стоимости и компактности устройства.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Одним из самых распространенных видов модуляции сигналов в современных системах связи и передачи данных является фазовая модуляция. Рассмотрим задачу обнаружения разладки фазовой модуляции узкополосных радиосигналов на фоне белого гауссовского шума. Пусть фрагмент данных передается последовательностью N фазомодулированных узкополосных радиосигналов, которую можем представить в виде

$$s(t) = \sum_{k=1}^N s_k(t - kT_0, \varphi_k),$$

где каждый сигнал в последовательности описывается выражением

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

Здесь φ_k – начальная фаза k -го радиосигнала, $k = \overline{1, N}$, меняющаяся от сигнала к сигналу в зависимости от передаваемых данных. Время T_0 можно интерпретировать как длительность канального символа, тогда kT_0 – задержка появления k -го сигнала в последовательности по отношению к началу интервала наблюдения. Величины a , ω , τ – амплитуда, частота и длительность сигнала (1) соответственно, а $f(t)$ – модулирующая функция, описывающая его форму. Будем считать, что длительность сигнала (1) удовлетворяет неравенству $\tau \leq T_0$, т.е. сигнал не должен выходить за пределы длительности канального символа.

Наблюдаемую реализацию запишем в виде последовательности принятых фрагментов, сдвинутых во времени $\xi(t) = \sum_{k=1}^N \xi_k(t - kT_0)$, каждый из которых определяется выражением

$$\xi_k(t) = s_k(t, \varphi_{0k}) + n_k(t), \quad (2)$$

где φ_{0k} – истинное значение начальной фазы k -го радиосигнала. Сами значения начальных фаз φ_{0k} принадлежат некоторому дискретному множеству, начальных фаз, которое определяется выбранным видом модуляции. Будем считать, что до начала канального символа с номером $\tau_p - 1 \leq N$ используется один вид фазовой модуляции с множеством начальных фаз $A_0 = \{\varphi_j^{(0)}, j = \overline{1, K_0}\}$, а затем может произойти смена вида модуляции. Начиная с канального символа τ_p начальные фазы радиосигналов будут принимать значения из другого множества $A_1 = \{\varphi_j^{(1)}, j = \overline{1, K_1}\}$. Здесь величины $K_i, i = \overline{0, 1}$ определяют порядок модуляции, то есть количество точек в сигнальном созвездии. Событие смены модуляции в данной работе будем называть разладкой вида модуляции [4]. Требуется синтезировать алгоритм обнаружения разладки, который на основе наблюдаемой реализации $\xi(t)$ (2) должен выносить решение о наличии или отсутствии разладки.

3. СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ РАЗЛАДКИ

Сформулируем задачу в терминах теории проверки статистических гипотез. Назовём гипотезой H_0 предположение о том, что разладки не было и на протяжении всех N канальных символов истинные значения начальных фаз принадлежат множеству A_0

$$H_0: \varphi_{0k} \in A_0, \quad k = \overline{1, N}.$$

Альтернативой является гипотеза H_1 о наличии разладки

$$H_1: \varphi_{0k} \in \begin{cases} A_0, & k = \overline{1, \tau_p - 1}, \\ A_1, & k = \overline{\tau_p, N}. \end{cases}$$

Исходными данными для алгоритма принятия решения в пользу одной из гипотез может служить последовательность оценок начальных фаз для каждого канального символа $\hat{\varphi}_k, k = \overline{1, N}$. Согласно методу максимального правдоподобия (МП) [5-7], оценка начальной фазы узкополосного k -го радиосигнала определяется выражением

$$\hat{\varphi}_k = \arctg \frac{X_k}{Y_k}, \quad (3)$$

где

$$X_k = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau} \xi_k(t) f(t) \cos \omega t dt, \quad Y_k = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau} \xi_k(t) f(t) \sin \omega t dt \quad (4)$$

– квадратурные составляющие сигнала.

Представим случайные величины X_k и Y_k (4) в виде суммы

$$X_k = S_{X_k} + N_{X_k}, \quad Y_k = S_{Y_k} + N_{Y_k} \quad (5)$$

где

$$S_{X_k} = \frac{a}{N_0} \int_0^{\tau} f^2(t) \cos(\omega t - \varphi_{0k}) \cos \omega t dt = aQ \cos \varphi_{0k},$$

$$S_{Y_k} = \frac{a}{N_0} \int_0^{\tau} f^2(t) \cos(\omega t - \varphi_{0k}) \sin \omega t dt = aQ \sin \varphi_{0k}$$

– детерминированные составляющие,

$$N_X = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau} n_k(t) \cos \omega_0 t dt, \quad N_Y = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau} n_k(t) \sin \omega_0 t dt$$

– случайные составляющие,

$$Q = \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau} f^2(t) dt. \quad (6)$$

Случайные величины X_k и Y_k являются гауссовскими некоррелированными случайными величинами с математическими ожиданиями

$$m_{X_k} = \langle X_k \rangle = S_{X_k}, \quad m_{Y_k} = \langle Y_k \rangle = S_{Y_k} \quad (7)$$

и одинаковыми дисперсиями

$$\sigma_{X_k}^2 = \sigma_{Y_k}^2 = \langle (X_k - m_{X_k})^2 \rangle = \langle (Y_k - m_{Y_k})^2 \rangle = Q. \quad (8)$$

Условные плотности вероятностей оценок (3) найдены в [6, 7] и могут быть записаны в виде

$$W(\hat{\varphi}_k | \varphi_{0k}) = \frac{1}{2\pi} \exp\left(\frac{z^2}{2}\right) + \frac{z \cos(\hat{\varphi}_k - \varphi_{0k})}{\sqrt{2\pi}} \times \\ \times \Phi\left(z \cos(\hat{\varphi}_k - \varphi_{0k})\right) \exp\left(-\frac{z^2}{2} \sin^2(\hat{\varphi}_k - \varphi_{0k})\right), \quad (9)$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$ – интеграл вероятности, $z^2 = a^2 Q$ – отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе приемника МП, $i = 0, 1$.

Представим последовательность оценок начальных фаз (3) узкополосного радиосигнала в виде вектора $\hat{\varphi} = \|\hat{\varphi}_k\|$, $k = \overline{1, N}$. Для синтеза алгоритма обнаружения разладки фазовой модуляции воспользуемся методом МП, согласно которому решение в пользу одной из гипотез принимается на основе сравнения с единицей отношения правдоподобия

$$L = \frac{W_1(\hat{\varphi} | H_1)}{W_0(\hat{\varphi} | H_0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} 1, \quad (10)$$

где $W_i(\hat{\varphi} | H_i)$, $i = \overline{0, 1}$ – плотности вероятностей вектора оценок начальных фаз при обеих гипотезах.

В силу статистической независимости оценок начальных фаз (3) плотности вероятностей $W_i(\hat{\varphi} | H_i)$ можно представить в виде

$$W_0(\hat{\varphi} | H_0) = \prod_{k=1}^N W_0(\hat{\varphi}_k), \quad W_1(\hat{\varphi} | H_0) = \prod_{k=1}^{\tau_p-1} W_0(\hat{\varphi}_k) \prod_{k=\tau_p}^N W_1(\hat{\varphi}_k),$$

где

$$W_0(\hat{\varphi}_k) = \sum_{j=1}^{K_0} p_j^{(0)} W(\hat{\varphi}_k | \varphi_j^{(0)}), \quad W_1(\hat{\varphi}_k) = \sum_{j=1}^{K_1} p_j^{(1)} W(\hat{\varphi}_k | \varphi_j^{(1)})$$

– безусловные плотности вероятностей оценок начальных фаз, $p_j^{(i)}$ – априорные вероятности того, что начальная фаза канального символа приняла значение, равное $\varphi_j^{(i)}$, где j – порядковый номер значения начальной фазы в множестве с номером i . Таким образом, правило принятия решения (10) можем переписать как

$$L = \frac{\prod_{k=\tau_p}^N W_1(\hat{\varphi}_k)}{\prod_{k=\tau_p}^N W_0(\hat{\varphi}_k)} = \frac{\prod_{k=\tau_p}^N \left(\sum_{j=1}^{K_1} p_j^{(1)} W(\hat{\varphi}_k | \varphi_j^{(1)}) \right)}{\prod_{k=\tau_p}^N \left(\sum_{j=1}^{K_0} p_j^{(0)} W(\hat{\varphi}_k | \varphi_j^{(0)}) \right)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} 1. \quad (11)$$

Для примера рассмотрим частный случай смены бинарной фазовой модуляции (binary phase-shift keying, BPSK) узкополосного радиосигнала на квадратурную фазовую модуляцию (quadrature phase-shift keying, QPSK), которым соответствуют следующие наборы значений начальных фаз

$$A_0 = \{\varphi_{01}^{(0)}, \varphi_{02}^{(0)}\}, \quad A_1 = \{\varphi_{01}^{(1)}, \varphi_{02}^{(1)}, \varphi_{03}^{(1)}, \varphi_{04}^{(1)}\}. \quad (12)$$

Будем считать, что возможные значения начальных фаз при каждом виде модуляции встречаются в принятой последовательности канальных символов равновероятно, то есть $p_1^{(0)} = p_2^{(0)} \equiv p_0 = \frac{1}{2}$, $p_1^{(1)} = p_2^{(1)} = p_3^{(1)} = p_4^{(1)} \equiv p_1 = \frac{1}{4}$. Тогда безусловные плотности вероятностей оценок начальных фаз принимают вид

$$W_1(\hat{\varphi}_k) = p_1 \left[W(\hat{\varphi}_k | \varphi_{01}^{(1)}) + W(\hat{\varphi}_k | \varphi_{02}^{(1)}) + W(\hat{\varphi}_k | \varphi_{03}^{(1)}) + W(\hat{\varphi}_k | \varphi_{04}^{(1)}) \right], \quad (13)$$

$$W_0(\hat{\varphi}_k) = p_0 \left[W(\hat{\varphi}_k | \varphi_{01}^{(0)}) + W(\hat{\varphi}_k | \varphi_{02}^{(0)}) \right]. \quad (14)$$

Тогда с учетом (13) и (14) алгоритм (11) для обнаружения разладки вида фазовой модуляции между BPSK и QPSK запишем в виде

$$L = \frac{\prod_{k=\tau_p}^N p_1 \left[W(\hat{\varphi}_k | \varphi_{01}^{(1)}) + W(\hat{\varphi}_k | \varphi_{02}^{(1)}) + W(\hat{\varphi}_k | \varphi_{03}^{(1)}) + W(\hat{\varphi}_k | \varphi_{04}^{(1)}) \right]}{\prod_{k=\tau_p}^N p_0 \left[W(\hat{\varphi}_k | \varphi_{01}^{(0)}) + W(\hat{\varphi}_k | \varphi_{02}^{(0)}) \right]} \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} 1. \quad (15)$$

В существующих системах связи и передачи данных используются и другие виды фазовых модуляций, в том числе обладающие более высоким порядком модуляции. В этом случае необходимо усреднять числитель и знаменатель отношения правдоподобия (11) по наборам с большим количеством значений возможных фаз, некоторые из которых могут совпадать со значениями из другого набора.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ СТАТИСТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для проверки работоспособности алгоритма обнаружения разладки (15) вида фазовой модуляции было выполнено статистическое моделирование, в котором генерировались N случайных гауссовских величин X_k и Y_k (5) с математическими ожиданиями (7), одинаковыми дисперсиями (8) и начальными фазами $\varphi_0^{(0)}$, взятыми равновероятно из одного набора значений A_0 до момента разладки $k = \tau_p - 1$, и $\varphi_0^{(1)}$ – из другого набора A_1 с момента разладки $k = \tau_p$. При этом предполагалась, что модулирующая функция имеет прямоугольную форму $f(t) = 1$, и выражение (6)

определяется как $Q = \frac{\tau}{N_0}$.

Далее согласно выражению (3) выполнялась статистическая оценка начальной фазы, в результате которой формировалась последовательность значений $\hat{\phi} = \|\hat{\phi}_k\|$, $k = \overline{1, N}$. Используя последовательность полученных оценок начальных фаз принятых радиосигналов, выполнялся расчет безусловных плотностей вероятности (13) и (14). Затем вычислялось отношение правдоподобия (15), после сравнения с порогом которого на выходе программного блока получали 0 при отсутствии разладки фазовой модуляции, и 1 – при ее обнаружении, в результате производилось накопление полученных нулей и единиц. Таким образом, был выполнен расчет вероятности правильного обнаружения разладки фазовой модуляции в зависимости от ОСШ z и длины последовательности измеренных значений фаз N .

На рис. 1 представлены зависимости вероятности правильного обнаружения разладки для нескольких видов фазовой модуляции от ОСШ, полученные по результатам статистического моделирования при 10^4 экспериментов, амплитуде $a = 1$, длине последовательности принятых радиосигналов $N = 20$ и моменте разладки $\tau_p = 10$.

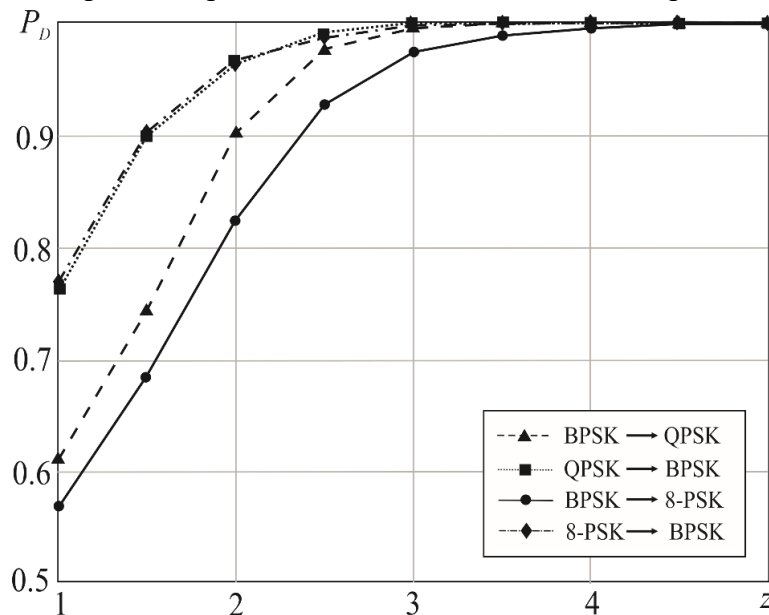


Рис. 1. Зависимость вероятности правильного обнаружения разладки от ОСШ

Из рис. 1 видно, что при небольших значениях ОСШ достигается достаточно высокая вероятность правильного обнаружения разладки, что подтверждается небольшим порядком различаемых видов фазовой модуляции, и отличными значениями фаз в каждом наборе. Также установлено, что при смене вида фазовой модуляции с более высоким порядком на вид модуляции с более низким достигается наибольшая вероятность правильного обнаружения разладки, при этом порядок фазовой модуляции сигнала до момента разладки не оказывает влияния на эффективность обнаружения разладки.

На рис. 2 изображены зависимости вероятности правильного обнаружения разладки от длины принятой последовательности сигналов N при фиксированном моменте разладки $\tau_p = 10$ и ОСШ $z = 2$.

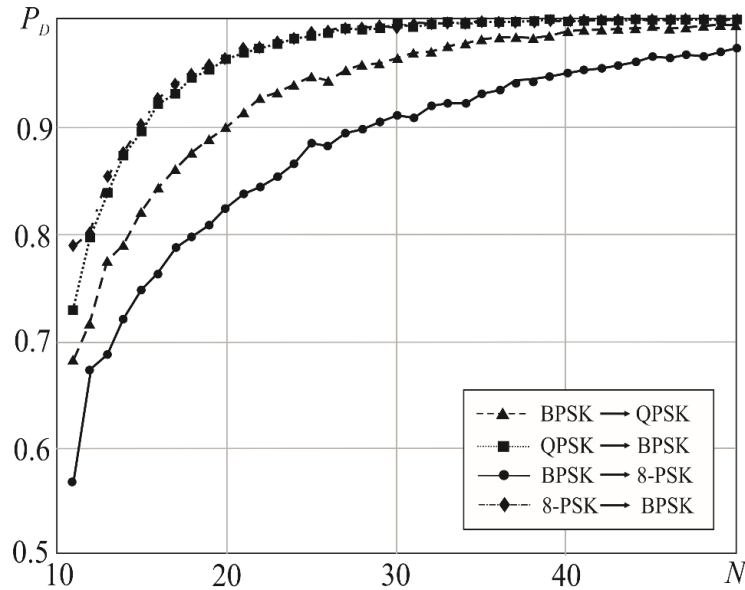


Рис. 2. Зависимость вероятности правильного обнаружения разладки от длины последовательности сигналов

Из рис. 2 видно, что с ростом числа измеренных значений фаз N при фиксированном моменте разладки $\tau_p = 10$ вероятность правильного обнаружения растет. Таким образом, для повышения эффективности обнаружения разладки вида фазовой модуляции возможно определить оптимальную длину последовательности измеренных значений фаз.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе выполнен синтез алгоритма обнаружения разладки фазовой модуляции узкополосных радиосигналов на фоне белого гауссовского шума. На основе статистического моделирования выполнена проверка работоспособности синтезированного алгоритма. Получена зависимость вероятности правильного обнаружения разладки различных видов фазовой модуляции принятой последовательности радиосигналов от ОСШ и длины последовательности измеренных значений начальных фаз.

Синтезированный алгоритм может быть адаптирован для обнаружения разладки более сложных видов амплитудно-фазовой модуляции. Внедрение алгоритма в радиотехнических приложениях позволит оптимизировать алгоритмы синхронизации и снизить объем передаваемой служебной информации в телекоммуникационных системах.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

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

ЛИТЕРАТУРА

1. Nezami M. K. RF Architectures and Digital Signal Processing Aspects of Digital Wireless Transceivers, 2003. – 513 p.
2. IEEE Standard for Information technology – Local and metropolitan area networks – Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput, 2009.

3. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks (Revision of IEEE Std 802.15.4-2015). 2020. – 510 p.
4. Жиглявский А.А., Красовский А.Е. Обнаружение разладки случайных процессов в задачах радиотехники. Л.: Издательство Ленинградского университета, 1988. – 224 с.
5. Ван Трис, Гарри Л. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т. 1. Теория обнаружения, оценок и линейная модуляция: Пер. с англ. / Под ред. проф. В.И. Тихонова. М.: Советское радио, 1972. – 744 с.
6. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. – 220 с.
7. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. – 296 с.

REFERENCES

1. Nezami M. K. RF Architectures and Digital Signal Processing Aspects of Digital Wireless Transceivers, 2003. – 513 p.
2. IEEE Standard for Information technology – Local and metropolitan area networks – Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput, 2009.
3. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks (Revision of IEEE Std 802.15.4-2015), 2020. – 510 p.
4. Zhiglyavsky A. A., Kraskovsky A. E. Detection of a disorder of random processes in problems of radio engineering. L.: Publishing house of the Leningrad University (in Russian), 1988. – 224 p.
5. H. L. Van Trees, K. L. Bell, Z. Tian, Detection Estimation and Modulation Theory, Part I: Detection, Estimation, and Filtering Theory, 2nd ed. New York, NY, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2013. – 1184 p.
6. Tikhonov V.I. Optimal signal reception. M.: Radio and communication, 1983. – 220 p.
7. Kulikov E. I., Trifonov A. P. Estimation of signal parameters against the background of interference. M.: Sov. radio (in Russian), 1978. – 296 p.

ОПЕРАЦИЯ ВЕКТОРНОГО СДВИГА С ЧИСЛАМИ В ПОЗИЦИОННОЙ СИСТЕМЕ СЧИСЛЕНИЯ С ВЕКТОРНЫМ МОДУЛЕМ

А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов

Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. В статье предложена операция векторного сдвига для позиционной системы счисления с векторным модулем. Она обобщает операцию сдвига для обычных системы счисления. Представлены частные случаи операции векторного сдвига.

Ключевые слова: спектральная теория, система счисления, позиционные системы счисления с векторным модулем, векторный сдвиг, m -сдвиг.

VECTOR SHIFT OPERATION WITH NUMBERS IN A POSITIONAL NUMBER SYSTEM WITH A VECTOR MODULE

A. Anufriev, V. V. Sevidov, P. M. Chirkin, V. A. Shipunov

Military Academy of telecommunications named after Marshal of the Soviet Union S.M.
Budyonny Saint-Petersburg, Russian Federation

Abstract. The article proposes a vector shift operation for a positional number system with a vector module. It generalizes the shift operation for ordinary number systems. Special cases of the vector shift operation are presented.

Keywords: spectral theory, number system, positional number systems with vector module, vector shift, m -shift.

1. ВВЕДЕНИЕ

Спектральная теория дискретных сигналов на конечных интервалах основана на трех взаимосвязанных моментах [1]:

- определение функций на конечном множестве точек;
- введение понятия m -сдвига;
- применение функций Виленкина – Крестенсона (ВКФ) в качестве базиса.

Естественное и, возможно, предельное обобщение понятия сдвига достижимо, если для представления целых положительных чисел (номеров функций и их отсчетов) использовать позиционные системы счисления с векторным модулем (ПССВМ).

К таким числам с векторным модулем возможно применение как классической операции m -сдвига, так и операции векторного m -сдвига, суть которой представлена в настоящей статье.

2. ОПЕРАЦИЯ ВЕКТОРНОГО СДВИГА

При применении ПССВМ поразрядное сложение чисел по модулю следует понимать, как сложение в различных разрядах по различным модулям, а именно: в младшем разряде – по модулю m_1 , в следующем за ним разряде – по модулю m_2 и т.д. Таким образом, $y \oplus b$ обозначает, что:

$$\underset{(m)}{y \oplus b}$$

$$\begin{aligned}
 y_1 &= ((x_1 + \tau_1))_{m_1}, \\
 y_2 &= ((x_2 + \tau_2))_{m_2}, \quad \dots \\
 y_{n-1} &= ((x_{n-1} + \tau_{n-1}))_{m_{n-1}}, \\
 y_n &= ((x_n + \tau_n))_{m_n}.
 \end{aligned}$$

Для дальнейших рассуждений для числа b вводится $\{\mathbf{m}\}$ -ично (читается – «векторно эм-ично») противоположное число b^* , удовлетворяющее условию:

$$b \oplus_{\{\mathbf{m}\}} b^* = 0.$$

Очевидно, что указанное условие выполняется, если для каждого разряда чисел b и b^* , справедливо одно из следующих равносильных соотношений:

$$\begin{aligned}
 ((b_i + b_i^*))_{m_i} &= 0, \\
 b_i^* &= ((m_i + b_i))_{m_i}, \\
 b_i^* &= \begin{cases} m_i - b_i, & b_i \neq 0, \\ 0, & b_i = 0. \end{cases}
 \end{aligned}$$

Тогда поразрядной разности чисел a и b по векторному модулю $\{\mathbf{m}\}$ будет положено положительное число d , вычисляемое как:

$$d = a \ominus_{\{\mathbf{m}\}} b = a \oplus_{\{\mathbf{m}\}} b^*.$$

Другими словами, поразрядное вычитание по векторному модулю $\{\mathbf{m}\}$ – это то же самое, что и поразрядное сложение с $\{\mathbf{m}\}$ -ично противоположным числом.

Указанные способы поразрядного сложения и поразрядного вычитания возможно назвать $\{\mathbf{m}\}$ -сдвигом (читается – «векторным эм-сдвигом»). При $m_1 = m_2 = \dots = m_n = m$ приходят к обычной СС с основанием m и к m -сдвигу.

В качестве примера в таблице 1 представлены результаты операций $a \oplus_{\{\mathbf{m}\}} b$ ($\{\mathbf{m}\}$ -сдвига числа a на число b при $\{\mathbf{m}\} = \{2, 4, 2\}$).

Таблица 1. Результаты операций $a \oplus_{\{\mathbf{m}\}} b$ ($\{\mathbf{m}\}$ -сдвига числа a на число b при $\{\mathbf{m}\} = \{2, 4, 2\}$)

a	b														
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1	0	3	2	5	4	7	6	9	8	11	10	13	12	15	14
2	3	4	5	6	7	0	1	10	11	12	13	14	15	8	9
3	2	5	4	7	6	1	0	11	10	13	12	15	14	9	8
4	5	6	7	0	1	2	3	12	13	14	15	8	9	10	11
5	4	7	6	1	0	3	2	13	12	15	14	9	8	11	10
6	7	0	1	2	3	4	5	14	15	8	9	10	11	12	13
7	6	1	0	3	2	5	4	15	14	9	8	11	10	13	12
8	9	10	11	12	13	14	15	0	1	2	3	4	5	6	7
9	8	11	10	13	12	15	14	1	0	3	2	5	4	7	6
10	11	12	13	14	15	8	9	2	3	4	5	6	7	0	1

11	10	13	12	15	14	9	8	3	2	5	4	7	6	1	0
12	13	14	15	8	9	10	11	4	5	6	7	0	1	2	3
13	12	15	14	9	8	11	10	5	4	7	6	1	0	3	2
14	15	8	9	10	11	12	13	6	7	0	1	2	3	4	5
15	14	9	8	11	10	13	12	7	6	1	0	3	2	5	4

Указанные способы поразрядного сложения и поразрядного вычитания возможно назвать $\{\mathbf{m}\}$ -сдвигом (читается – «векторным эм-сдвигом»). При $m_1 = m_2 = \dots = m_n = m$ приходят к обычной СС с основанием m и к m -сдвигу.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленное техническое решение является расширением спектральной теории дискретных сигналов на конечных интервалах и может быть интересно для специалистов в области телекоммуникаций и радиомониторинга при проектировании новых и модернизации существующих изделий, а также в учебном процессе при подготовке соответствующих специалистов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Трахтман А. М., Трахтман В.А. Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах., «Сов. радио», 1975, 2008 с.

REFERENCES

1. Trakhtman A.M., Trakhtman V.A. Fundamentals of the theory of discrete signals at finite intervals., "Soviet Radio", 1975, 2008 p.

ОПЕРАЦИЯ ВЕКТОРНОЙ ИНВЕРСИИ ЧИСЕЛ В ПОЗИЦИОННОЙ СИСТЕМЕ СЧИСЛЕНИЯ С ВЕКТОРНЫМ МОДУЛЕМ

А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов

Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. В статье раскрыта операция векторной инверсии чисел в позиционной системе счисления с векторным модулем, обобщающая операцию инверсии. Представлены частные случаи инверсии чисел для обычных систем счисления и позиционной системе счисления с векторным модулем.

Ключевые слова: спектральная теория, модуль числа, система счисления, инверсия чисел.

THE OPERATION OF VECTOR INVERSION OF NUMBERS IN A POSITIONAL NUMBER SYSTEM WITH A VECTOR MODULE

Anufriev A.A., Sevidov V.V., Chirkin P.M., Shipunov V.A.

Military Academy of telecommunications named after Marshal of the Soviet Union S.M.
Budyonny Saint-Petersburg, Russian Federation

Abstract. The article reveals the operation of vector inversion of numbers in a positional number system with a vector module, generalizing the inversion operation. Special cases of inversion of numbers for ordinary number systems and a positional number system with a vector module are presented.

Keywords: spectral theory, number modulus, number system, inversion of numbers.

1. ВВЕДЕНИЕ

Спектральная теория дискретных сигналов на конечных интервалах основана на трех взаимосвязанных моментах [1]:

- определение функций на конечном множестве точек;
- введение понятия m -сдвига;
- применение функций Виленкина – Крестенсона (ВКФ) в качестве базиса.

Возможно расширение теории дискретных сигналов на конечных интервалах за счет введения операции векторной инверсии чисел в позиционной системе счисления с векторным модулем, обобщающую операцию инверсии.

2. ОПЕРАЦИЯ ВЕКТОРНОЙ ИНВЕРСИИ ЧИСЕЛ

В спектральной теории дискретных сигналов на конечных интервалах важное значение имеет операция, которая носит название m -ичная инверсия числа, которая сводится к записи разрядов этого числа в обратном порядке. Например, если имеется число:

$$p = (p_1 p_2 \dots p_n)_m,$$

то инверсным ему будет число

$$\langle p \rangle_m = (p_n p_{n-1} \dots p_1)_m.$$

Пусть это инверсное число равно h :

$$\langle p \rangle_m = h = (h_1 h_2 \dots h_n)_m,$$

Это значит, что разряды чисел p и h связаны соотношениями:

$$h_i = p_{n+1-i},$$

$$p_i = h_{n+1-i}.$$

Для примера в таблице 1 и на рисунке 1 представлены m -ично инверсные числа на интервале $N = 16$ при $m = 2$ и $m = 4$.

Таблица 1. m -ично инверсные числа на интервале $N = 16$ при $m = 2$ и $m = 4$

Число в десятичной СС ($m=10$)	Число в двоичной СС ($m=2$)				Число в четверичной СС ($m=4$)		Инверсные числа							
							$(m=2)$				$(m=4)$		$\langle x \rangle_2$	$\langle x \rangle_4$
x	p_1	p_2	p_3	p_4	p_1	p_2	h_1	h_2	h_3	h_4	h_1	h_2		
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	1	0	8	4
2	0	0	1	0	0	2	0	1	0	0	2	0	4	8
3	0	0	1	1	0	3	1	1	0	0	3	0	12	12
4	0	1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	2	1
5	0	1	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	10	5
6	0	1	1	0	1	2	0	1	1	0	2	1	6	9
7	0	1	1	1	1	3	1	1	1	0	3	1	14	13
8	1	0	0	0	2	0	0	0	0	1	0	2	1	2
9	1	0	0	1	2	1	1	0	0	1	1	2	9	6
10	1	0	1	0	2	2	0	1	0	1	2	2	5	10
11	1	0	1	1	2	3	1	1	0	1	3	2	13	14
12	1	1	0	0	3	0	0	0	1	1	0	3	3	3
13	1	1	0	1	3	1	1	0	1	1	1	3	11	7
14	1	1	1	0	3	2	0	1	1	1	2	3	7	11
15	1	1	1	1	3	3	1	1	1	1	3	3	15	15

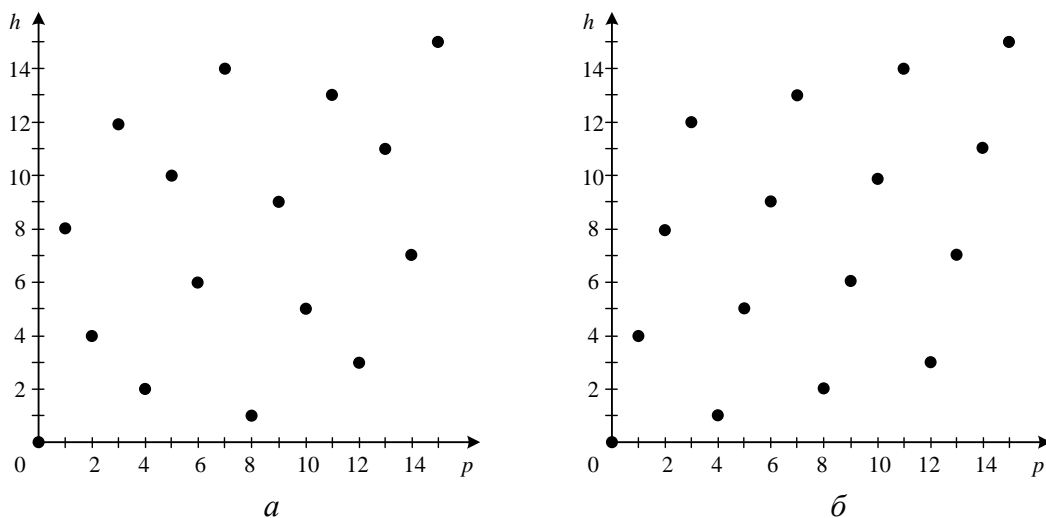


Рис. 1. Графическое отображение m -ично инверсных чисел на интервале $N = 16$: $a - m = 2$, $b - m = 4$

$h = \langle p \rangle_{\{m\}}$, то $p = \langle h \rangle_{\{m\}}$. Вследствие этого переход от p к h имеет те же свойства, что и обратный переход от h к p .

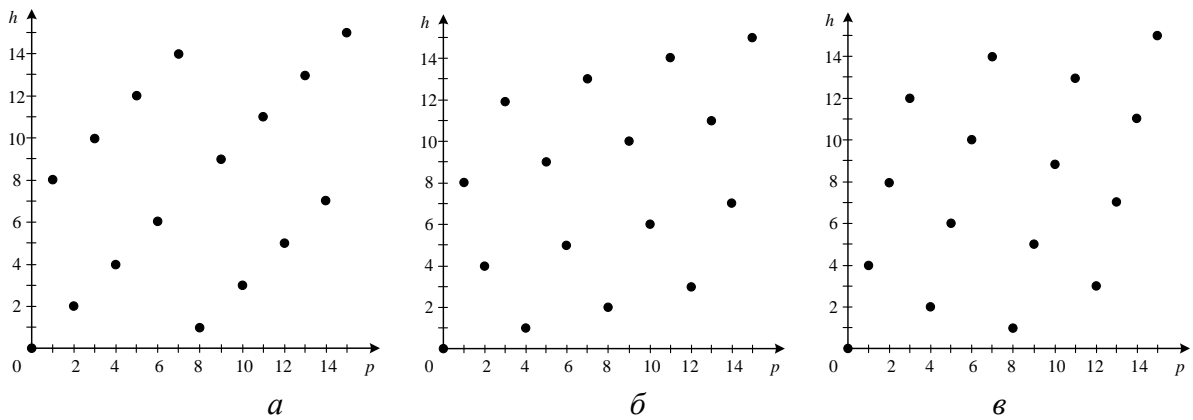


Рис. 2. Графическое отображение $\{m\}$ -ично инверсных чисел на интервале $N = 16$:
 $a - \{m\} = \{2, 4, 2\}$, $б - \{m\} = \{4, 2, 2\}$, $в - \{m\} = \{2, 2, 4\}$

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленное техническое решение является расширением спектральной теории дискретных сигналов на конечных интервалах и может быть интересно для специалистов в области телекоммуникаций и радиомониторинга при проектировании новых и модернизации существующих изделий, а также в учебном процессе при подготовке соответствующих специалистов.

Данная статья не закрывает рассматриваемую тему. Направлением дальнейших исследований может стать расширение спектральной теории дискретных сигналов на конечных интервалах за счет применение различных функций в качестве базиса.

ЛИТЕРАТУРА

1. Трахтман А. М., Трахтман В.А. Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах., «Сов. радио», 1975, 2008 с.

REFERENCES

1. Trakhtman A.M., Trakhtman V.A. Fundamentals of the theory of discrete signals at finite intervals., "Soviet Radio", 1975, 2008 p.

ОПТИМАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ КОМПЛЕКСНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ С "ЛИНЕЙНОЙ" ТОПОЛОГИЕЙ

В. И. Парфенов, Буй Чонг Тиен

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Выполнен статистический синтез и анализ оптимального алгоритма комплексного обнаружения целей, выносящего решения о наличии или отсутствии объекта наблюдения с использованием пространственно-распределенных датчиков беспроводных сенсорных сетей. Рассмотрена «линейная» (последовательная) топология сети, при которой информация последовательно передается от одного сенсора к другому. Показано, как эффективность такого алгоритма зависит от условий функционирования сети, в частности, от отношения сигнал/шум в каналах «объект-сенсор» и «сенсор-сенсор», от количества используемых сенсоров в сети и от координат объекта.

Ключевые слова: беспроводные сенсорные сети; оптимальный алгоритм; канал радиосвязи; вероятности ошибок; распределённое обнаружение.

OPTIMAL ALGORITHM FOR COMPREHENSIVE TARGET DETECTION IN WIRELESS SENSOR NETWORKS WITH "LINEAR" TOPOLOGY

V. I. Parfenov, Bui Trong Tien

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. A statistical synthesis and analysis of the optimal algorithm for complex target detection, which makes decisions about the presence or absence of an object using spatially distributed sensors of wireless sensor networks, has been carried out. A "linear" (sequential) network topology is considered, in which information is sequentially transmitted from one sensor to another. It is shown how the effectiveness of such an algorithm depends on the operating conditions of the network, in particular, on the signal-to-noise ratio in the "object-sensor" and "sensor-sensor" channels, on the number of sensors used in the network, and on the coordinates of the object.

Keywords: wireless sensor networks (WSN); optimal algorithm; radio channel; error probability; distributed discovery.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время, благодаря своей высокой гибкости, расширенному охвату наблюдения, надежности, мобильности и экономической эффективности, беспроводные сенсорные сети (БСС) находят широкое применение и обладают высоким потенциалом в области военного наблюдения, безопасности, мониторинга окружающей среды [1-5]. Одной из важнейших задач в таких сетях является задача обнаружения некоторых объектов или явлений (в дальнейшем, просто целей) [6]. Особенностью комплексной обработки информации в таких сетях является совместное использование информации, получаемой от отдельных сенсоров, с целью вынесения на этой основе общего решения. При этом каждый отдельный сенсор выносит решение об обнаружении или необнаружении им цели. Эта информация должна быть передана в центральный узел (ЦУ), в котором и выносится окончательное решение. Однако передача этой информации от сенсоров к центральному

узлу напрямую во многих случаях невозможна, в частности, вследствие их значительной удаленности друг относительно друга. В этом случае информация должна последовательно передаваться от сенсора к сенсорю. При таком способе передачи передаваемая информация может претерпевать существенные искажения. Следовательно, необходимо разработать алгоритмы комплексного обнаружения целей в таких сетях и исследовать их эффективность. Очевидно, такие алгоритмы будут существенно отличаться от широко известных алгоритмов, синтезированных для сетей с радиальной топологией типа «звезда». Все это свидетельствует об актуальности данной темы исследования.

В данной работе рассматриваются такие системы, в которых сенсорные датчики наблюдают только за одним и тем же объектом, или явлением, и в ЦУ передается только бинарная информация типа «да» или «нет» (обнаружен объект или нет).

2. СИНТЕЗ И АНАЛИЗ АЛГОРИТМА ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ

Постановка задачи. Предположим, что БСС, содержащая K сенсоров, осуществляет наблюдение за некоторым общим объектом с целью определения его наличия или отсутствия. При этом локальные сенсоры могут быть расположены на удаленном расстоянии от центрального узла (ЦУ). Каждый сенсор выполняет две функции. Первая функция заключается в том, что каждый сенсор непосредственно сам по принятому от объекта излучению выносит локальное решение о наличии или отсутствии этого объекта в соответствии со встроенным в нем алгоритмом. В соответствии со второй функцией сенсор передает свое решение, а также соответствующие решения, принятые от соседних сенсоров, далее по радиоканалу. Окончательно в ЦУ приходит пакет данных, содержащий информацию от каждого сенсора (см. рисунок 1). Далее ЦУ, на основе принятых K локальных решений от отдельных сенсоров, должен вынести окончательное (комплексное) решение о наличии или отсутствии объекта. На рис.1 под $S_1 \dots S_K$ понимаются сенсоры, входящие в сеть (причем их взаимное расположение не обязательно должно быть чисто линейным, как изображено на рисунке); под $P_1 \dots P_K$ – вероятности ошибок при передаче от сенсора к сенсорю; под ЦУ – центральный узел, принимающий данные от сенсоров и выносящий окончательное решение; H_1 и H_0 – гипотезы, первая из которых означает, что объект присутствует в зоне наблюдения, а вторая – то, что его нет.

При этом возникают две основные задачи. Первая связана с поиском наилучшего (в каком-либо смысле) алгоритма комплексирования информации, полученной от локальных сенсоров. Вторая задача заключается в том, что при функционировании БСС могут возникать ошибочные решения как на уровне локального сенсора при приеме излучения от объекта, так и ошибки за счет искажения передаваемого сигнала в канале радиосвязи « i -й сенсор– $(i+1)$ -й сенсор». Поэтому комплексирование должно осуществляться с учетом всех этих возможных ошибок.

Итак, i -й локальный сенсор S_i может вынести одно из двух решений, а именно, решение $u_i = 1$, если этот сенсор обнаружил объект, и $u_i = -1$, если сенсор не обнаружил его. Обозначим $\alpha_i = P[u_i = 1 | H_0]$ – вероятность ложной тревоги, $\beta_i = P[u_i = -1 | H_1]$ – вероятность пропуска цели i -м сенсором ($i = 1, \dots, K$). Рассмотрим, например, первый сенсор. Он выносит либо результат $u_1 = 1$ либо $u_1 = -1$ и передает его во второй сенсор с вероятностью ошибки при передаче P_1 . Таким образом, во втором сенсоре появится пакет $u_1^{(1)}$, принятый от первого сенсора. Нижний индекс показывает номер сенсора, а

верхний – количество передач, совершенным данным пакетом (в данном случае первый пакет был передан один раз от первого сенсора ко второму). Далее эта информация дополняется собственной информацией второго сенсора u_2 и получается пакет вида $(u_2, u_1^{(1)})$, который передается третьему сенсору сети и т.д. Таким образом, окончательно в ЦУ придет пакет вида $(u_K^{(1)}, u_{K-1}^{(2)}, \dots, u_1^{(K)})$. Следовательно, информация, полученная первым сенсором и заключенная в первом пакете, должна будет пройти через K каналов связи (последовательно от сенсора к сенсору) и на каждом i -м шаге возможно ее искажение с вероятностью P_i . Обозначим принятый в ЦУ пакет как $(u_K^{(1)}, u_{K-1}^{(2)}, \dots, u_1^{(K)}) \equiv (U_K, U_{K-1}, \dots, U_1)$.

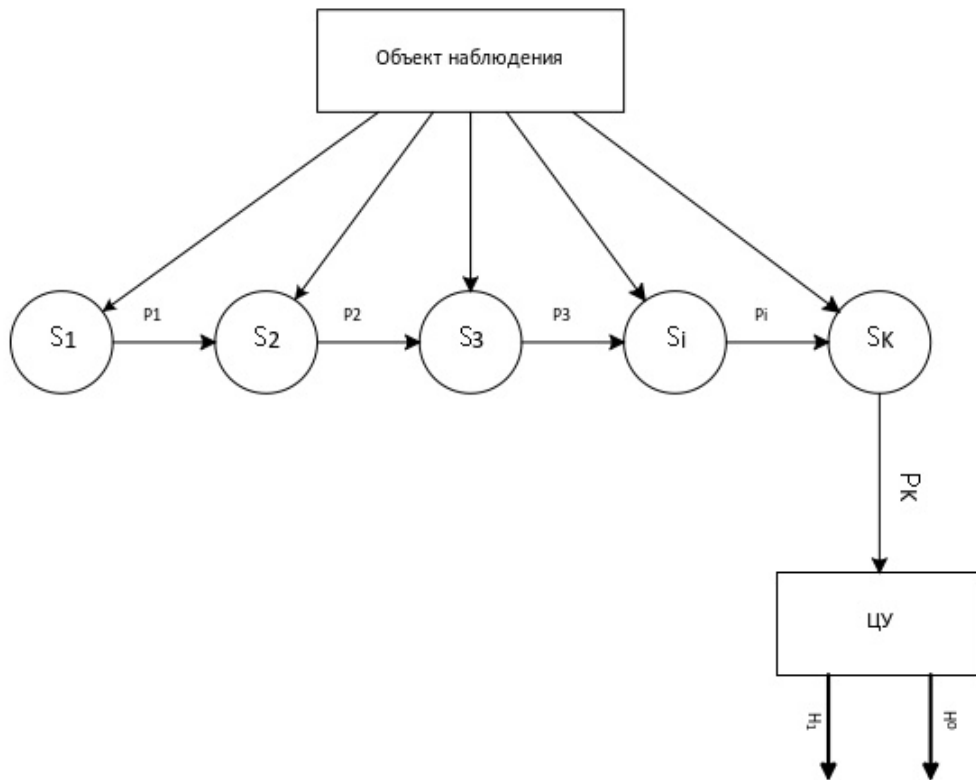


Рис. 1. Структурная схема обработки информации в беспроводных сенсорных сетях

Запишем теперь выражения для плотностей вероятностей случайных величин U_i , представляющих в этом случае наблюдаемые в ЦУ данные, при выполнении гипотез H_0 и H_1 соответственно, учитывая, что эти величины – дискретные:

$$\begin{aligned} p(U_i | H_0) &= P[U_i = 1 | H_0] \delta(U_i - 1) + P[U_i = -1 | H_0] \delta(U_i + 1), \\ p(U_i | H_1) &= P[U_i = 1 | H_1] \delta(U_i - 1) + P[U_i = -1 | H_1] \delta(U_i + 1), \end{aligned} \quad (1)$$

где $\delta(t)$ – дельта-функция Дирака [7].

Несложно показать, что входящие в формулы (1) вероятности можно определить так

$$\begin{aligned}
P(U_i = 1 | H_1) &= \frac{1}{2} \left[1 + \left[\prod_{j=i}^K (1 - 2 \cdot P_j) \right] (1 - 2 \cdot \beta_i) \right], \\
P(U_i = -1 | H_1) &= \frac{1}{2} \left[1 - \left[\prod_{j=i}^K (1 - 2 \cdot P_j) \right] (1 - 2 \cdot \beta_i) \right], \\
P(U_i = 1 | H_0) &= \frac{1}{2} \left[1 + \left[\prod_{j=i}^K (1 - 2 \cdot P_j) \right] (2 \cdot \alpha_i - 1) \right], \\
P(U_i = -1 | H_0) &= \frac{1}{2} \left[1 - \left[\prod_{j=i}^K (1 - 2 \cdot P_j) \right] (2 \cdot \alpha_i - 1) \right].
\end{aligned} \tag{2}$$

В (2) P_j – вероятность ошибки в канале при передаче от j -го сенсора к $(j+1)$ -му сенсору. Считаем, что информация от сенсора к сенсору передается с помощью радиосигналов с фазовой манипуляцией. Тогда, в соответствии с [8, 9], вероятность ошибки может быть найдена по формуле: $P_i = \Phi(-z_i)$, где $z_i = \frac{Z_0}{1 + \varepsilon \cdot d_i^\gamma}$ – отношение сигнал/шум для i -го

локального сенсора, Z_0 – отношение сигнал/шум (ОСШ) на нулевом расстоянии от объекта наблюдения; ε – коэффициент пропорциональности, зависящий от рассматриваемых условий; γ – коэффициент ослабления; d_i – расстояние от i -го сенсора до $(i+1)$ -го сенсора.

Алгоритм объединения решений отдельных сенсоров основывается на нахождении отношения правдоподобия (ОП) [10]. Его можно записать в следующем виде:

$$\Lambda = \frac{\prod_{i=1}^K p(U_i | H_1)}{\prod_{i=1}^K p(U_i | H_0)}. \tag{3}$$

Обозначим через I_0 – множество всех возможных индексов i , определяющих номера тех сенсоров, которые выносят решения в пользу гипотезы H_0 , а I_1 – множество индексов i , соответствующих номерам сенсоров, вынесших решения в пользу гипотезы H_1 . Тогда с учетом (2) переписываем выражение (3) в следующем виде:

$$\begin{aligned}
\Lambda &= \prod_{i \in I_1} \frac{P[U_i = 1 | H_1]}{P[U_i = 1 | H_0]} \times \prod_{i \in I_0} \frac{P[U_i = -1 | H_1]}{P[U_i = -1 | H_0]} = \\
&= \prod_{i \in I_1} \frac{1 + \left[\prod_{j=i}^k (1 - 2P_j) \right] \cdot (1 - 2 \cdot \beta_i)}{1 + \left[\prod_{j=i}^k (1 - 2P_j) \right] \cdot (2\alpha_i - 1)} \times \prod_{i \in I_0} \frac{1 - \left[\prod_{j=i}^k (1 - 2P_j) \right] \cdot (1 - 2 \cdot \beta_i)}{1 - \left[\prod_{j=i}^k (1 - 2P_j) \right] \cdot (2\alpha_i - 1)}.
\end{aligned} \tag{4}$$

Введем в рассмотрение следующие обозначения:

$$\begin{aligned}
\varphi_i^{(1)} &= P[U_i = 1 | H_1] = \frac{1}{2} \cdot \{1 + \left[\prod_{j=i}^k (1 - 2P_j) \right] \cdot (1 - 2 \cdot \beta_i)\}, \\
1 - \varphi_i^{(1)} &= P[U_i = -1 | H_0] = \frac{1}{2} \cdot \{1 - \left[\prod_{j=i}^k (1 - 2P_j) \right] \cdot (1 - 2 \cdot \beta_i)\},
\end{aligned}$$

$$\varphi_i^{(0)} = P[U_i = 1 | H_0] = \frac{1}{2} \cdot \{1 + [\prod_{j=i}^k (1 - 2P_j)] \cdot (2\alpha_i - 1)\},$$

$$1 - \varphi_i^{(0)} = P[U_i = -1 | H_0] = \frac{1}{2} \cdot \{1 - [\prod_{j=i}^k (1 - 2P_j)] \cdot (2\alpha_i - 1)\}.$$

В результате выражение (4) переписывается так:

$$M = \ln \Lambda = \sum_{i \in I_1} \ln \left(\frac{P[U_i = 1 | H_1]}{P[U_i = 1 | H_0]} \right) + \sum_{i \in I_0} \ln \left(\frac{P[U_i = -1 | H_1]}{P[U_i = -1 | H_0]} \right) =$$

$$= \sum_{i=1}^K C_i \cdot U_i = \sum_{i=1}^K X_i \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} H_1 \\ H_0 \end{matrix} h, \quad (5)$$

где

$$C_i = \begin{cases} C1_i = \ln(\varphi_i^{(1)} / \varphi_i^{(0)}), U_i = 1, \\ C2_i = \ln((1 - \varphi_i^{(0)}) / (1 - \varphi_i^{(1)})), U_i = -1, \end{cases}$$

$$C_i = \begin{cases} C1_i = \ln \left[\frac{1 + [\prod_{j=i}^k (1 - 2P_j)] \cdot (1 - 2 \cdot \beta_i)}{1 + [\prod_{j=i}^k (1 - 2P_j)] \cdot (2\alpha_i - 1)} \right], U_i = 1, \\ C2_i = \ln \left[\frac{1 - [\prod_{j=i}^k (1 - 2P_j)] \cdot (2\alpha_i - 1)}{1 - [\prod_{j=i}^k (1 - 2P_j)] \cdot (1 - 2 \cdot \beta_i)} \right], U_i = -1. \end{cases}$$

Здесь M – логарифм отношения правдоподобия, $X_i = C_i \cdot U_i$, пороговое значение h определяется, исходя из выбранного критерия оптимальности.

Для описания эффективности алгоритма (5) выберем критерий минимума полной вероятности ошибки $P_{\Sigma \min} = \min(A_{\Sigma} + B_{\Sigma}) / 2$, достигаемый при определенном значении порога h^* , где A_{Σ} и B_{Σ} – вероятности ошибок первого и второго рода всей системы соответственно.

Несложно определить плотности вероятностей случайной величины X_i . Действительно, представим их в следующем виде:

$$p(X_i | H_0) = P[U_i = 1 | H_0] \delta(X_i - C1_i) + P[U_i = -1 | H_0] \delta(U_i + C2_i),$$

$$p(X_i | H_1) = P[U_i = 1 | H_1] \delta(U_i - C1_i) + P[U_i = -1 | H_1] \delta(U_i + C2_i).$$

Или, с учетом введенных ранее обозначений, перепишем эти плотности вероятности как

$$p(X_i | H_0) = \varphi_i^{(0)} \delta(X_i - C1_i) + (1 - \varphi_i^{(0)}) \delta(U_i + C2_i),$$

$$p(X_i | H_1) = \varphi_i^{(1)} \delta(U_i - C1_i) + (1 - \varphi_i^{(1)}) \delta(U_i + C2_i).$$

Перейдем теперь к нахождению характеристик приема синтезированного алгоритма (5). Случайная величина M является суммой K случайных независимых величин X_i с известными плотностями вероятностей. Учитывая эту статистическую

независимость случайных величин X_i , $i=1, \dots, K$, можно далее пошагово находить плотности вероятностей случайной величины M при $K=2, 3$ и т. д.

В итоге, аналогично [11, 12] плотности вероятностей случайных величин M на k -ом шаге ($k=1, \dots, K$) при выполнении гипотез H_0 и H_1 соответственно принимают вид:

$$\begin{aligned} p_k(M | H_0) &= \varphi_k^{(0)} \cdot p_{k-1}(M - C1_k | H_0) + (1 - \varphi_k^{(0)}) \cdot p_{k-1}(M + C2_k | H_0), \\ p_k(M | H_1) &= \varphi_k^{(1)} \cdot p_{k-1}(M - C1_k | H_1) + (1 - \varphi_k^{(1)}) \cdot p_{k-1}(M + C2_k | H_1). \end{aligned} \quad (6)$$

Таким образом, плотности вероятностей логарифма ОП могут быть получены абсолютно точно для любого количества сенсоров в сети на основе рекуррентных соотношений (6).

Вероятности ошибок комплексного алгоритма (5) A_Σ и B_Σ могут быть найдены с использованием (6). Так, вероятность $A_\Sigma = P[H_1 | H_0]$ может быть найдена следующим образом:

$$\begin{aligned} A_\Sigma &= \int_h^{+\infty} p_K(M | H_0) dM = \\ &= \varphi_K^{(0)} \cdot \int_h^{+\infty} p_{K-1}(M - C1_K | H_0) dM + (1 - \varphi_K^{(0)}) \cdot \int_h^{+\infty} p_{K-1}(M + C2_K | H_0) dM = \\ &= \varphi_K^{(0)} \cdot \int_{h-C1_K}^{+\infty} p_{K-1}(M | H_0) dM + (1 - \varphi_K^{(0)}) \cdot \int_{h+C2_K}^{+\infty} p_{K-1}(M | H_0) dM. \end{aligned} \quad (7)$$

Учтем, что $\int_x^{+\infty} p_K(X | H_0) dX = 1 - \int_{-\infty}^x p_K(X | H_0) dX = 1 - \Psi_K^{(0)}(x)$, где $\Psi_K^{(0)}(x)$ – функция распределения вероятности случайной величины M . Тогда получаем, что формула (7) может быть переписана в следующем виде:

$$\begin{aligned} A_\Sigma &= \varphi_K^{(0)} \cdot (1 - \Psi_{K-1}^{(0)}(h - C1_K)) + (1 - \varphi_K^{(0)}) \cdot (1 - \Psi_{K-1}^{(0)}(h + C2_K)) = \\ &= 1 - [\varphi_K^{(0)} \cdot \Psi_{K-1}^{(0)}(h - C1_K) + (1 - \varphi_K^{(0)}) \cdot \Psi_{K-1}^{(0)}(h + C2_K)] = \\ &= 1 - \Psi_K^{(0)}(h), \end{aligned} \quad (8)$$

где $\Psi_K^{(0)}(h) = \varphi_K^{(0)} \cdot \Psi_{K-1}^{(0)}(h - C1_K) + (1 - \varphi_K^{(0)}) \cdot \Psi_{K-1}^{(0)}(h + C2_K)$. Таким образом, для определения вероятности ошибки A_Σ (8) опять необходимо использовать полученное рекуррентное соотношение, последовательно находя функцию $\Psi_k^{(0)}(h)$, начиная с $k=0$ и заканчивая $k=K$.

Аналогично можно найти и вероятность ошибки $B_\Sigma = P[H_0 | H_1]$:

$$B_\Sigma = \int_{-\infty}^h p_K(M | H_1) dM = \Psi_K^{(1)}(h), \quad (9)$$

причем для нахождения $\Psi_K^{(1)}(h)$ опять необходимо использовать рекуррентное выражение вида $\Psi_k^{(1)}(h) = [\varphi_k^{(1)} \cdot \Psi_{k-1}^{(1)}(h - C1_k) + (1 - \varphi_k^{(1)}) \cdot \Psi_{k-1}^{(1)}(h + C2_k)]$, $k=1, \dots, K$.

Как отмечалось ранее, порог в алгоритме (5) выбирается в соответствии с критерием минимума полной вероятности ошибки:

$$P_{\Sigma \min} = \min(A_\Sigma + B_\Sigma) / 2 = \min(1 - \Psi_K^{(0)}(h) + \Psi_K^{(1)}(h)) / 2. \quad (10)$$

Из (8) – (10), очевидно, следует, что минимум полной вероятности ошибки $P_{\Sigma \min}$ существенно зависит от количества сенсоров K , ОСШ Z_0 и местоположения цели.

3. ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ КОМПЛЕКСНОГО АЛГОРИТМА

Для оценки влияния количества сенсоров, ОСШ, местоположения объекта на эффективность распределенной системы была вычислена минимальная полная вероятность ошибки всей системы при разных условиях. Предполагалось, что эффективность самих сенсоров известна и постоянна, а именно, вероятность ошибки первого рода известна ($\alpha = 10^{-1}$). Вероятность ошибки второго рода зависит от расстояния до цели. Причем предполагалось, что местоположение цели заранее известно.

На рисунке 2 показана зависимость $P_{\Sigma \min}(K)$ при разных значениях ОСШ Z_0 . Предполагалось, что сенсоры расположены на прямой линии длиной $L=40$ (в дальнейшем все численные значения приводятся в некоторых безразмерных величинах). Координаты объекта наблюдения считались известными: $(x_0; y_0) = (20; 5)$, координаты ЦУ также предполагались известными и равными $(x_c; y_c) = (35; -3)$. Т.е. объект находился примерно посередине, а ЦУ – ближе к краю (к последнему K -му сенсору) сети.

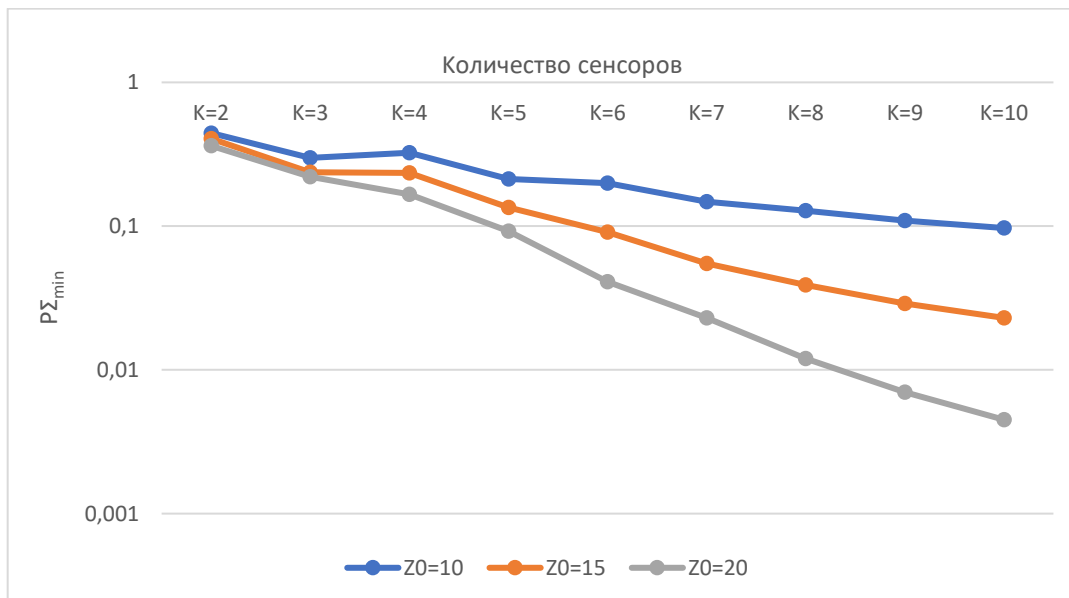


Рис. 2. Зависимость вероятности полной ошибки от количества сенсоров при разных значениях ОСШ

Из приведенных результатов следует, что вероятность полной ошибки уменьшается с ростом количества сенсоров. Причем это уменьшение может быть весьма значительным. Так, при $Z_0 = 20$ вероятность ошибки уменьшается примерно в 50 раз при увеличении количества сенсоров с трех до десяти.

На рисунке 3 показана зависимость $P_{\Sigma \min}(Z_0)$ при разном количестве сенсоров в сети K . Анализ этого рисунка свидетельствует о том, что с ростом ОСШ эффективность обнаружения, естественно, улучшается. Причем, следует отметить, что, чем больше сенсоров в сети, тем сильнее влияет ОСШ на эффективность обнаружения объекта. Действительно, если при $K=3$ и увеличении ОСШ с 10 до 20 (в 2 раза) вероятность ошибки уменьшается всего в 1,35 раз, то при $K=10$ это выигрыш увеличивается до 21,5 раз.

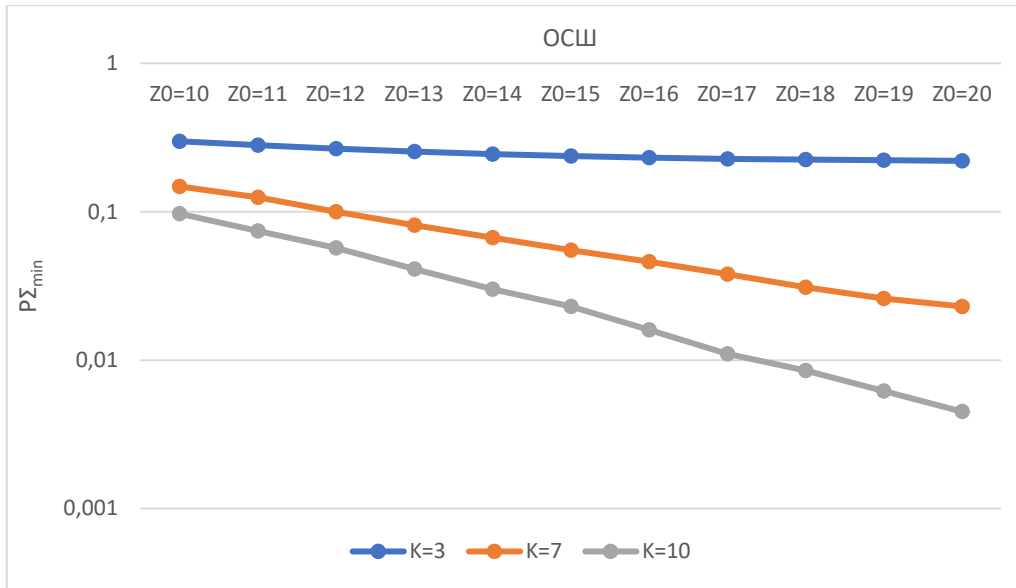


Рис. 3. Зависимость вероятности полной ошибки от ОСШ

Далее было исследовано влияние местоположения объекта на эффективность его обнаружения. На рисунке 4 приведена зависимость $P_{\Sigma_{min}}(x_0)$ при $y_0 = 5, Z_0 = 20$, причем количество сенсоров менялось. Анализ приведенного рисунка свидетельствует о следующем. Чем меньше сенсоров в сети, тем сильнее ощущается влияние координат объекта на эффективность его обнаружения. При увеличении сенсоров в сети значение координат объекта практически перестает влиять на эффективность обнаружения. Это влияние еще более ли менее ощутимо, если объект располагается ближе к краям «сенсорной решетки» (при координатах, близких к $x_0 = 0$ и $x_0 = 40$). При удалении объекта от краев «решетки» влияние координат объекта практически не ощущается (по крайней мере при известной координате по оси ординат y_0). Следовательно, синтезированный алгоритм (5) можно применять даже при отсутствии информации о местоположении объекта.

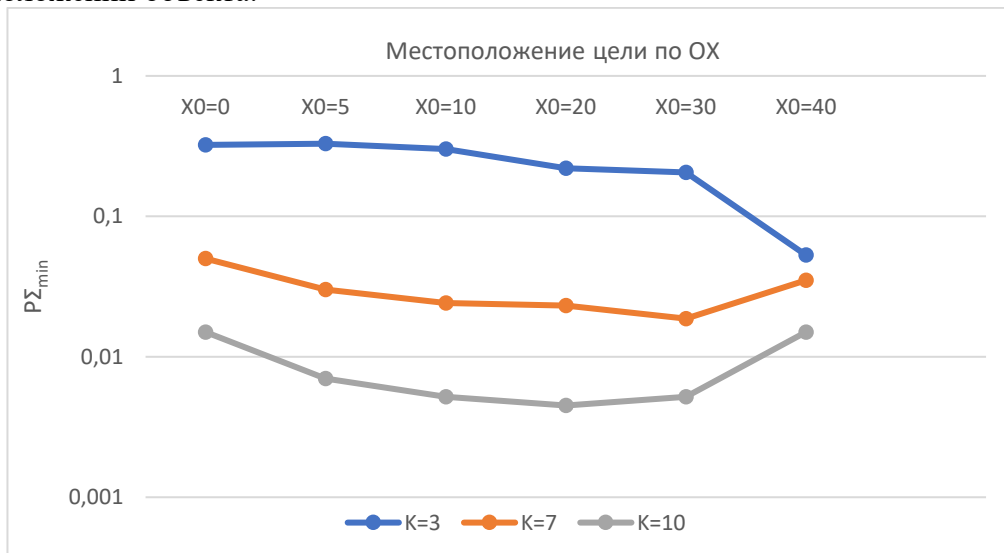


Рис. 4. Зависимость вероятности полной ошибки от местоположений цели

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе был выполнен статистический синтез и анализ оптимального алгоритма комплексного обнаружения объекта излучения в сети, содержащей некоторое количество измерительных сенсоров, и центрального узла, осуществляющего эту окончательную (комплексную) обработку. Рассматривалась так называемая «линейная» топология сети, в которой информация передается последовательно от сенсора к сенсору. Приведенные результаты исследования эффективности обнаружения синтезированным алгоритмом позволяют сделать обоснованный выбор параметров сети для достижения наилучшей эффективности обнаружения. Дальнейшие исследования в данном направлении, на наш взгляд, могут заключаться в следующем. Целесообразно не передавать информацию от сенсора к сенсору, последовательно увеличивая при этом длину пакетов, а осуществлять комплексирование информации на уровне каждого сенсора в отдельности. Синтез и анализ подобного алгоритма, очевидно должен быть выполнен. Следует также отметить, что приведенные результаты необходимо в дальнейшем усовершенствовать для реальных практических условий (например, при передаче информации от удаленных сенсоров к централизованному пункту при наличии замираний и с применением конкретного помехоустойчивого кода).

ЛИТЕРАТУРА

1. Dargie W., Poellabauer C. Fundamentals of wireless sensor networks. Theory and practice. John Wiley and Sons, Ltd., 2010. – 313 p.
2. Faludi R. Building Wireless Sensor Networks. O'Reilly, 2011. – 301 p.
3. Hu F., Cao X. Wireless sensor networks: Principles and practice. CRC Press, 2010. – 532 p.
4. Yang S-H. Wireless sensor networks: Principles, design and applications. Springer, 2013. – 293 p.
5. Fahmy H.M.A. Concepts, applications, experimentation and analysis of wireless sensor networks. Springer Cham, 2021. – 716 p.
6. Бочаров Р. Технологии связи для охранных систем. // Системы безопасности, 2012, № 1. – С. 100-103.
7. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
8. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом « Вильямс», 2003. – 1104 с.
9. Пропис Д. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
10. Thomopoulos S.C.A., Viswanathan R., Bougoulas D.C. Optimal decision fusion in multiple sensor systems. // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, AES-23(5), 1987. – P.P. 644-653.
11. Парфенов В.И., Ле В.Д. Оптимальный алгоритм комплексирования информации в беспроводных сенсорных сетях с учетом влияния помех в канале радиосвязи. // Телекоммуникации, 2020, №2. – С.12-17.
12. Parfenov V.I., Le V.D. Optimal fusion rule for distributed detection with channel errors taking into account sensors' unreliability probability when protecting coastlines. // International Journal of Sensor Networks, 2022, vol.38, №2. – P.P. 71-84.

REFERENCES

1. Dargie W., Poellabauer C. Fundamentals of wireless sensor networks. Theory and practice. John Wiley and Sons, Ltd., 2010. – 313 p.
2. Faludi R. Building Wireless Sensor Networks. O'Reilly, 2011. – 301 p.

3. Hu F., Cao X. Wireless sensor networks: Principles and practice. CRC Press, 2010. – 532 p.
4. Yang S-H. Wireless sensor networks: Principles, design and applications. Springer, 2013. – 293 p.
5. Fahmy H.M.A. Concepts, applications, experimentation and analysis of wireless sensor networks. Springer Cham, 2021. – 716 p.
6. Bocharov R. Communication technologies for security systems. // Security Systems, 2012, №. 1. – P.100-103.
7. Tikhonov V.I. Statistical radio engineering. M.: Radio and communication, 1982. –624 p.
8. Sklyar, B. Digital communication. Theoretical foundations and practical application. M.: Williams publishing house, 2003. – 1104 p.
9. Proakis J. Digital communication. M.: Radio and communications, 2000. – 800 p.
10. Thomopoulos S.C.A., Viswanathan R., Bougoulas D.C. Optimal decision fusion in multiple sensor systems. // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, AES-23(5), 1987. – 644-653p.
11. Parfenov V.I., Le V.D. The optimal algorithm of integration of information in wireless
12. sensor networks taking into account the influence of noise in the radio channel. // Telecommunications, 2020, №2. – P.12-17.
13. Parfenov V.I., Le V.D. Optimal fusion rule for distributed detection with channel errors taking into account sensors' unreliability probability when protecting coastlines. // International Journal of Sensor Networks, 2022, vol.38, №2. – P.P. 71-84.
- 14.
- 15.

ОПТИМИЗАЦИЯ АППАРАТНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ АЛГОРИТМА СОРТИРОВКИ ДЛЯ ЗАДАЧ «МЯГКОГО» ДЕКОДИРОВАНИЯ БЛОЧНОГО КОДА

Д. Ю. Бухан¹, В. О. Голышев¹, А. А. Дягилев¹, А. А. Юрьева¹

¹АО НПЦ «ЭЛВИС», Москва, Россия

Аннотация. Для повышения корректирующей способности помехоустойчивых кодов разработано множество алгоритмов так называемого "мягкого" декодирования, в основе которых лежит понятие надежности принимаемых бит. В качестве меры надёжности бита принято использовать понятие логарифмического отношения правдоподобия (log-likelihood ratio, LLR). Ряд алгоритмов "мягкого" декодирования основываются на знании позиций наименее или наиболее надёжных бит в принятом векторе данных, т.е. при реализации таких алгоритмов возникает необходимость в сортировке значений LLR. Таким образом, сортировка значений LLR является важной частью алгоритмов "мягкого" декодирования, непосредственно влияющей как на производительность кода, так и на компактность, энергоэффективность и скорость работы декодера при его аппаратной реализации. При этом полная сортировка значений надёжностей бит всего принятого вектора зачастую не требуется. В данной работе предложена оптимизация схемы параллельной сортировки, проведено сравнение производительности алгоритма декодирования с применением полной сортировки и упрощенной схемы. Проигрыш в производительности около 0,01дБ говорит об эффективности разработанного решения.

Ключевые слова: LLR; параллельная сортировка; «мягкое» декодирование; аппаратная реализация.

OPTIMIZATION OF HARDWARE IMPLEMENTATION A SORTING ALGORITHM FOR BLOCK CODE'S SOFT-DECODING

D. Yu. Bukhan¹, A. A. Dyagilev¹, V. O. Golyshev¹, A. A. Iureva¹

¹SPC «ELVEES», Moscow, Russia

Abstract. Soft-decoding algorithms have used for high performance of linear block codes. That algorithms increase the correction capability of a codes and use the concept of reliability for those work. Some of soft-decoding algorithms are based on knowledge of the positions of the less or most reliable bits in the received data vector, in this case, LLR values need be sort for implementing such algorithms. In these decoding algorithms, the sorting is one of the main procedure on soft-decoding algorithms. It influence to the performance and simulation time. However, there are a lot of algorithms when full sorting procedure is not necessary. In this case, the sorting algorithm can be changed and optimized for different conditions. In this work the parallel short sorting algorithm was designed and the performance of a decoding algorithm using full sorting and its modification were compared. The performance loss is less than 0.01dB, which indicates the effectiveness of the developed solution.

Keywords: LLR; soft decoder; sorting; performance; hardware implementation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для исправления ошибок, возникающих при передаче цифровых сигналов по каналам связи, применяют помехоустойчивое кодирование, которое вводит некоторую

избыточность в переданное сообщение. Помехоустойчивые коды обладают корректирующей способностью, которая зависит от кодового расстояния и определяет максимальное число ошибок, которое может исправить код при "жестком" декодировании.

Для повышения корректирующей способности кода в настоящее время применяют "мягкие" алгоритмы декодирования, которые оперируют понятием надежности принятого бита, которая рассчитывается в демодуляторе.

Эта оценка представляет собой отношение правдоподобия, т.е. отношение вероятности того, что передавался логический "0", к вероятности того, что передавалась логическая "1". Удобно выражать отношение правдоподобия в логарифмическом виде:

$$LLR = \ln \frac{p(0)}{p(1)}. \quad (1)$$

Очевидно, что численное значение LLR может находиться в диапазоне от $-\infty$ до $+\infty$. Цифровой демодулятор представляет его в виде целого числа, положительного, если $p(0) > p(1)$, и отрицательного в противном случае. В зависимости от разрядности этого числа, различают "жесткую" (разрядность LLR 1 бит, т.е. $LLR \in \{+1; -1\}$) и "мягкую" (разрядность LLR более 1 бит) демодуляцию. Декодеры помехоустойчивых кодов работают с данными, предоставляемыми демодулятором, поэтому алгоритмы декодирования также разделяют на "жесткие" и "мягкие", в соответствии с разрядностью данных, с которыми они работают.

Из выражения (1) следует, что абсолютное значение LLR является мерой надежности принятого бита. Биты с малым абсолютным значением LLR являются наименее надежными, и именно в них наиболее вероятны ошибки. Многие алгоритмы "мягкого" декодирования основаны на обработке наиболее или наименее надежных символов в принятом блоке данных. К первым относится, например, алгоритм OSD, ко вторым – алгоритм Чейза.

Вне зависимости от выбранного для реализации алгоритма «мягкого» декодирования, необходимо определять позиции наиболее или наименее надежных символов, т.е. выполнять сортировку абсолютных значений LLR. При этом в самом алгоритме будут использоваться только несколько из сортированных значений. Так, в алгоритме Чейза необходимо найти только p самых ненадежных символов, причём строгой их последовательности (от наименьшего к большему) не требуется.

При программной, и особенно аппаратной реализации алгоритмов декодирования помехоустойчивых кодов требуется выполнять сортировку значений LLR за минимальное время (количество тактов работы), что может быть обеспечено параллельной обработкой данных. Процедуры сортировки, реализованные в стандартных библиотеках различных языков программирования, обычно не предназначены для решения задачи частичной сортировки, а следовательно, требуется разработка собственных эффективных алгоритмов для этой задачи.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Компонентным кодом рассматриваемой кодовой конструкции является расширенный код БЧХ (256, 239). После демодулятора на вход декодера поступает 256 LLR. В качестве «мягкого» алгоритма декодирования выбран алгоритм Чейза для которого необходимо взять $p_{Chase} = 5$ наименьших значений надежностей бит, а также определить их позиции.

Алгоритм сортировки должен выдавать позиции минимальных надежностей за минимальное число тактов. Проигрыш в производительности кода не должен

превышать 0,01 дБ по сравнению с использованием в алгоритме декодирования полной сортировки.

При разработке аппаратной схемы реализации необходимо обеспечить малую площадь размещения, простоту реализации и низкое энергопотребление.

3. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА СОРТИРОВКИ

Существует большое число алгоритмов сортировки. Все они имеют свои производительность и сложность. Наиболее популярные алгоритмы сортировки приведены в таблице 1.

Таблица 1. Алгоритмы сортировки и их свойства

№ п/п	Название	Макс и мин время сортировки	Возможность распараллеливания	Примечание
1	Пузырьковая	N^2 N	нет	Учебный вариант
2	Шейкерная	N^2 N	нет	
3	“Расческой”	N^2 $N \cdot \log N$		
4	Быстрая	N^2 N	да	Разработан для практической задачи 1960 году
5	Слиянием	$N \cdot \log N$ $N \cdot \log N$	да	
6	Timsort	$N \cdot \log N$ N	да	Сортировка с вставкой. Базовый алгоритм в Python, Java, GNU Octave.

Приведенные в таблице алгоритмы сортировки выполняют полную сортировку элементов последовательности длины N . При последовательной программной реализации алгоритма декодирования первоначально была выбрана стандартная полная сортировка, которая сортирует все значение надежностей и затем выбираются первые p_{Chase} значений и определяются их позиции. Данный алгоритм сортировки существенно увеличивает время моделирования при реализации алгоритма декодирования на параллельных вычислительных устройствах.

При реализации алгоритма декодирования на параллельных вычислительных ресурсах была применена схема полной параллельной сортировки, которая показана на рисунке 1.

Согласно приведенной схеме, для полной сортировки 256 значений необходимо выполнить 255 шагов, что соответствует 255 тактам в аппаратной реализации и программной реализации на параллельных устройствах.

Однако, для определения 5 наименьших значений достаточно выполнить 32 шага из 255, а для получения 6 или 7 наименьших значений — 37 или 42 шага соответственно. Сортировка остальных значений для работы алгоритма декодирования не важна. Последовательность параллельных сравнений для поиска 5 наименьших значений показана на рисунке 2.

Таким образом, вместо 255 шагов для поиска ровно 5 упорядоченных наименьших значений необходимо и достаточно 32 шага, однако, при «мягких» алгоритмах декодирования не важен порядок элементов в выборке минимальных значений, а также, как было показано при моделировании, попадание в выборку шестого или седьмого элемента отсортированной последовательности вместо четвертого или пятого, не приводит к существенной деградации производительности декодера. Таким образом,

число шагов в сокращённом точном алгоритме сортировки может быть уменьшено без существенных потерь производительности декодера.

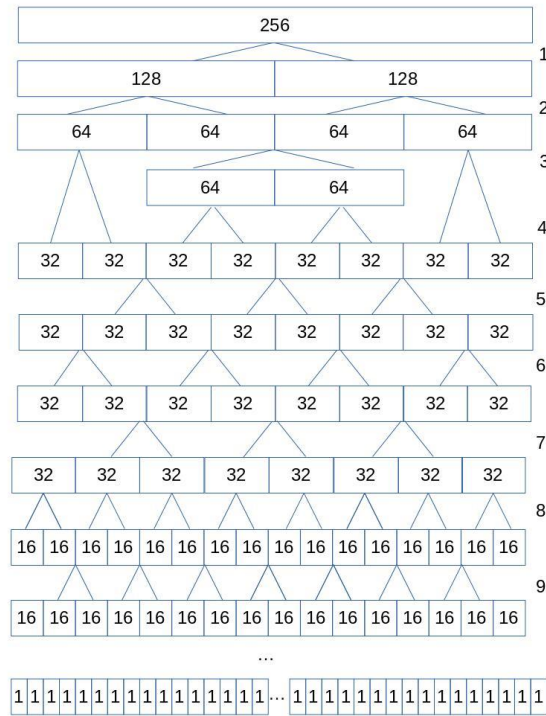


Рис. 1. Схема полной параллельной сортировки.

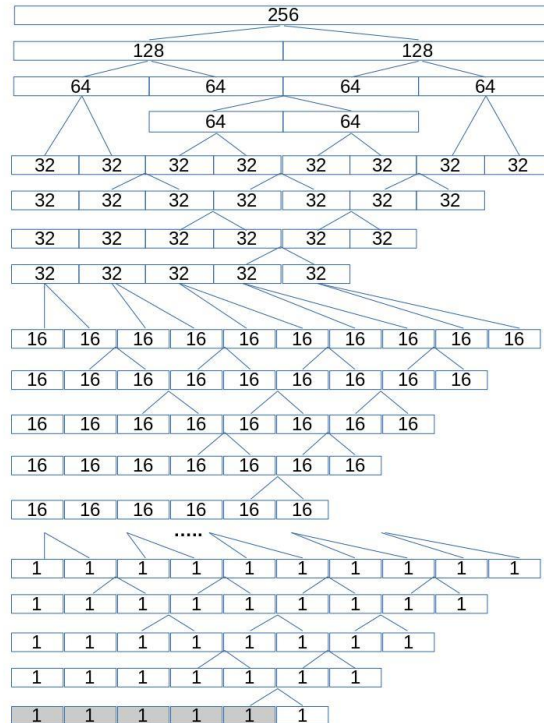


Рис. 2. Схема определения 5 наименьших значений.

Среди 32 шагов, необходимых для точного определения выборки из 5 наименьших значений (и их позиций), были выбраны 12 шагов, который в ~92% случаев выдавали те же последовательности наименьших значений, что и алгоритмы полной параллельной сортировки и сокращенной точной сортировки. В оставшихся 8% случаев только часть отобранных значений LLR принадлежит искомому множеству, а часть — это ближайшие по величине значения.

Ориентировочная занимаемая площадь аппаратной реализации алгоритмов сортировки приведена в таблице 2. Расчет выполнен для технологии TSMC (англ. Taiwan Semiconductor Manufacturing Company) 28нм.

Таблица 2. Ориентировочная площадь блока сортировки

№п/п	Вид сортировки	Площадь, мм ²	Уменьшение площади реализации по сравнению с полным параллельным алгоритмом
1	Полный параллельный	0,1	1
2	Сокращенный точный для 5 значений	0,038	2,6
3	Сокращенный для 5 значений	0,013	7,7

Таким образом, сокращение шагов в алгоритме параллельной сортировки приводит к значительному уменьшению площади, занимаемой блоком сортировки на кристалле.

Производительность декодера сверточного кода на базе расширенного кода БЧХ (256, 239) показана на рисунке 3.

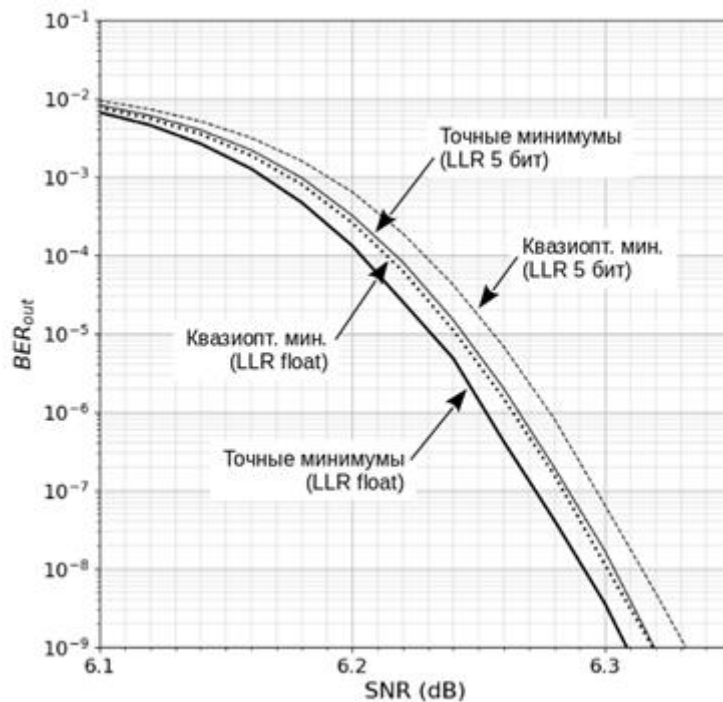


Рис. 3. Производительность декодера сверточного кода на базе кода БЧХ (256, 239) с полной и модифицированной схемами сортировки для $p_{Chase} = 5$.

Сплошной жирной кривой показана производительность декодера кодовой конструкции с алгоритмом полной параллельной сортировкой неквантованных значений LLR, количество ненадежных LLR $p_{Chase} = 5$. Сплошной тонкой линией показана производительность декодера с полной сортировкой квантованных значений LLR, $LLR \in \{-16 \dots +15\}$, $LLR \in Z$ (т.е. разрядность значений LLR составляет 5 бит). Пунктирная жирная линия показывает производительность декодера кодовой конструкции с сокращенным алгоритмом сортировки для неквантованных значений, пунктирная тонкая линия — производительность декодера кодовой конструкции с модифицированной схемой сортировки для 5-битной разрядности LLR.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанная схема сортировки дает проигрыш по сравнению со схемой полной сортировки около 0,01 дБ производительности декодера сверточной кодовой конструкции с расширенным кодом БЧХ (256, 239) для квантованных значений, но при аппаратной и программной реализации на GPU существенно экономит время симуляции, а при аппаратной — ещё и уменьшает занимаемую площадь на кристалле. Также было проведено сравнение производительности декодера для вещественных и квантованных значений LLR. Проигрыш в производительности декодера рассматриваемой кодовой конструкции при переходе к сортировке квантованных значений составляет около 0,01 дБ. Суммарный проигрыш производительности декодера для $p_{Chase} = 5$ при использовании разработанной схемы сортировки с квантованными значениями LLR составляет примерно 0,02 дБ по отношению к алгоритму с полной сортировкой для неквантованных значений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Соловьев В. В. Язык Verilog в проектировании встраиваемых систем на FPGA. М.: Горячая линия - Телеком, 2023. - 440 с.
2. Соловьев В. В. Язык SystemVerilog для синтеза. М.: Горячая линия - Телеком, 2023. - 440 с.

REFERENCES

1. Soloviev, V. V. Verilog in the design of embedded systems on FPGA. M.: Goryachay Liliya – Telecom, 2023. - 440p.
2. Soloviev, V. V. SystemVerilog for synthesis. M.: Goryachay Liliya – Telecom, 2023. - 440p.

ПЕРИОДОГРАММНАЯ ОЦЕНКА СПЕКТРА НА ОСНОВЕ ОДНОБИТНОГО СТОХАСТИЧЕСКОГО КВАНТОВАНИЯ И РАВНОМЕРНОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИИ СИГНАЛА

В. Н. Якимов

Самарский государственный технический университет (СамГТУ), Самара, Россия

Аннотация. В работе рассмотрено повышение вычислительной эффективности оценивания спектральной плотности мощности (СПМ) периодограммным методом. Поставленная задача решается на основе использования бинарно-знакового аналого-стохастического квантования при равномерной дискретизации анализируемого сигнала. На практике данный вид квантования позволяет осуществлять однобитное квантование без систематической погрешности. Значение результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования математически может быть представлен как плюс или минус единица. Это позволило получить математические соотношения для вычисления оценки СПМ в дискретном виде, которые практически исключают необходимость выполнения операций умножения. Основными операциями этих соотношений являются операции суммирования и вычитание. Вследствие этого снижается вычислительная трудоемкость цифровых процедур оценивания СПМ.

Ключевые слова: спектральная плотность мощности, периодограммный метод, однобитное стохастическое квантование, равномерная дискретизация, сложный сигнал.

PERIODOGRAM SPECTRUM ESTIMATION BASED ON ONE-BIT STOCHASTIC QUANTIZATION AND UNIFORM SIGNAL SAMPLING

V. N. Yakimov

Samara State Technical University (SSTU), Samara, Russia

Abstract. The paper considers increasing the computational efficiency of estimating power spectral density (PSD) by the periodogram method. The problem posed is solved based on the use of binary-signed analog-stochastic quantization with uniform sampling of the analyzed signal. In practice, this type of quantization allows one-bit quantization without systematic error. The value of the result of binary-signed analog stochastic quantization can be represented mathematically as plus or minus one. This made it possible to obtain mathematical equations for calculating the PSD estimate in discrete form, which practically eliminate the need to perform multiplication operations. The main operations of these equations are addition and subtraction operations. The consequence of this is a reduction in the computational complexity of digital procedures for estimating PSD.

Keywords: power spectral density, periodogram method, one-bit stochastic quantization, uniform sampling, complex signal.

1. ВВЕДЕНИЕ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Одной из важнейших прикладных задач статистической радиотехники, связанной с проведением радиомониторинга сигналов во всех диапазонах частот с охватом всех технологий радиосвязи, обнаружением посторонних излучений, выделением слабых сигналов и измерением спектральных компонент, является частотный анализ непрерывных во времени и сложных по частотному составу сигналов [1].

Сложные сигналы могут иметь достаточно широкий частотный спектр, который можно рассматривать как совокупность аддитивных гармонических колебаний. Исходя

из этого, мощность такого сигнала распределена по отдельным частотам в соответствие с положением в спектре гармонических составляющих. Если такие параметры сложного сигнала как время задержки и частоты его гармонических составляющих известны, то вероятность правильного обнаружения сигнала на фоне шумов достаточно велика. Однако при изменении внешних условий сигналы в процессе своего распространения могут быть искажены, что на практике приводит к статистической неопределенности результатов их анализа. Статистическая неопределенность описывается вероятностными характеристиками. В соответствие с этим в условиях статистической неопределенности спектральный анализ частотного состава предполагает получение оценки спектральной плотности мощности (СПМ), которая характеризует распределение средней мощности сложного сигнала в пределах занимаемого диапазона частот [2-5].

Одним из основных методов оценивания СПМ является периодограммный метод, основу которого составляет преобразование Фурье[5-7]. При этом в настоящее время данный метод, как правило, реализуется в цифровом виде, что в общем случае приводит к необходимости выполнения большого числа операций цифрового умножения. Выполнение этих операций может снизить оперативность оценки частотного состава сигнала. Поэтому в процессе решения задачи по повышению оперативности цифровой обработки сигнала снижение общего числа операций умножения обеспечивает получение положительного результата.

2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ВЫЧИСЛЕНИЯ ПЕРИОДОГРАММНОЙ ОЦЕНКИ СПМ НА ОСНОВЕ ОДНОБИТНОГО СТОХАСТИЧЕСКОГО КВАНТОВАНИЯ ПРИ РАВНОМЕРНОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИИ СИГНАЛА

Одним из возможных решений повышения оперативности анализа сложных сигналов является снижение разрядности обрабатываемых данных на основе стохастического подхода к формированию данных путем рандомизации шкалы квантования. Основы теории стохастической радиолокации, базирующейся на концепции внедрения в процесс обработки сигналов искусственной стохастичности, изложены в [8-10]. В [11-13] снижение разрядности и повышение оперативности цифровой обработки сигналов решается за счет бинарно-знакового аналого-стохастического квантования, которое позволяет осуществлять предельно грубое двухуровневое квантование без систематической погрешности [14-18]. Оно имеет вид:

$$\overset{o}{x}(t) \geq \xi(t) \Rightarrow z(t) = +1, \quad \overset{o}{x}(t) < \xi(t) \Rightarrow z(t) = -1; \quad (1)$$

где $\overset{o}{x}(t)$ – центрированная реализация анализируемого сигнала; $\xi(t)$ – вспомогательный сигнал, выполняющий функцию стохастического порога квантования.

Непрерывный вспомогательный сигнал $\xi(t)$ имеет равномерное распределение в пределах от $-\xi_{\max}$ до $+\xi_{\max}$. При этом $\xi_{\max} \geq |\overset{o}{x}(t)|_{\max}$, где $|\overset{o}{x}(t)|_{\max}$ – максимально возможное абсолютное значение $\overset{o}{x}(t)$.

Полученные в [11-13] алгоритмы позволяют снизить вычислительную сложность процедур оценивания СПМ. Это объясняется тем, что их основными вычислительными операциями являются логические операции и арифметические операции суммирования и вычитания, Однако использование этих алгоритмов требует применения специальных технических средств для выполнения бинарно-знакового аналого-стохастического квантования анализируемого сигнала. При отсутствии этих средств следует осуществить предварительную обработку равномерной последовательности отсчетов сигнала с целью подготовки данных, необходимых для применения указанных алгоритмов.

Рассмотрим вычисление оценки СПМ на основе равномерной дискретизации сигнала во времени с частотой f_s при осуществлении его бинарно-знакового аналого-стохастического квантования. В этом случае на интервале времени анализа T получаем:

$$\overset{o}{x}(n\Delta t) \geq \xi(n\Delta t) \Rightarrow z(n\Delta t) = +1, \quad \overset{o}{x}(n\Delta t) < \xi(n\Delta t) \Rightarrow z(n\Delta t) = -1; \quad (2)$$

где $\Delta t = 1/f_s$ – интервал дискретизации.

Практически процедуру квантования (2) можно рассматривать как однобитное стохастическое квантование по уровню отсчетов сигнала при осуществлении его равномерной дискретизации по времени.

Оценку СПМ будем вычислять на дискретных частотах $f_k = k\Delta f$, где $\Delta f = 1/T$, в следующем виде:

$$\hat{S}_{XX}(k\Delta f) = \xi_{\max}^2 \frac{\Delta t}{N} \left| \sum_{n=0}^N z(n\Delta t) \exp(-j2\pi \frac{k}{N} n) \right|^2. \quad (3)$$

Введем обозначения:

$$\alpha = \xi_{\max}^2 \frac{\Delta t}{N}, \quad (5)$$

$$W(j2\pi k\Delta f) = \sum_{n=0}^N z(n\Delta t) \exp(-j2\pi \frac{k}{N} n). \quad (6)$$

С учетом этих обозначений будем иметь:

$$\hat{S}_{XX}(k\Delta f) = \alpha |W(j2\pi k\Delta f)|^2. \quad (7)$$

Функция (6) является комплексной, т.е. она может быть представлена в виде:

$$W(j2\pi k\Delta f) = \text{Re}[W(2\pi k\Delta f)] - j \text{Im}[W(2\pi k\Delta f)], \quad (8)$$

где

$$\text{Re}[W(j2\pi k\Delta f)] = \sum_{n=0}^N z(n\Delta t) \cos(2\pi \frac{k}{N} n), \quad (9)$$

$$\text{Im}[W(j2\pi k\Delta f)] = \sum_{n=0}^N z(n\Delta t) \sin(2\pi \frac{k}{N} n). \quad (10)$$

Тогда

$$|W(j2\pi k\Delta f)|^2 = \text{Re}^2[W(j2\pi k\Delta f)] + \text{Im}^2[W(j2\pi k\Delta f)]. \quad (11)$$

В пределах интервала времени анализа T будем иметь $N = T/\Delta t$ отсчетов $z(n\Delta t)$. Ввиду того, что $z(n\Delta t)$ принимает значения «-1» и «+1», достаточно знать только начальное значение $z(0)$ и номера отсчетов $n = \eta_m$, когда происходит смена этих значений, где $m = 1, 2, 3, \dots, M-1$. При этом $\eta_0 = 0$ и $\eta_M = N$. Принимая это во внимание представим (9) и (10) в виде следующих сумм:

$$\text{Re}[W(j2\pi k\Delta f)] = z(0) \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \sum_{n=\eta_m+1}^{\eta_{m+1}} \cos(2\pi \frac{k}{N} n), \quad (12)$$

$$\text{Im}[W(j2\pi k\Delta f)] = z(0) \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \sum_{n=\eta_m+1}^{\eta_{m+1}} \sin(2\pi \frac{k}{N} n). \quad (13)$$

Значения «-1» и «+1» последовательно сменяют друг друга. Поэтому (12) и (13) можно записать в следующем виде:

$$\text{Re}[W(j2\pi k\Delta f)] = z(0) \sum_{m=0}^L \left(\sum_{n=\eta_{2m}+1}^{\eta_{2m+1}} \cos(2\pi \frac{k}{N} n) - \sum_{n=\eta_{2m+1}+1}^{\eta_{2(m+1)}} \cos(2\pi \frac{k}{N} n) \right) + D_{\cos}(2\pi k\Delta f), \quad (14)$$

$$\operatorname{Im}[W(j2\pi k\Delta f)] = z(0) \sum_{m=0}^L \left(\sum_{n=\eta_{2m}+1}^{\eta_{2m+1}} \sin\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) - \sum_{n=\eta_{2m+1}+1}^{\eta_{2(m+1)}} \sin\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) \right) + D_{\sin}(2\pi k\Delta f), \quad (15)$$

где

$$D_{\cos}(2\pi k\Delta f) = \begin{cases} 0, & \text{если } M \text{ четное;} \\ \sum_{n=\eta_{M-1}+1}^{\eta_M} \cos\left(2\pi \frac{k}{N} n\right), & \text{если } M \text{ нечетное.} \end{cases} \quad (16)$$

$$D_{\sin}(2\pi k\Delta f) = \begin{cases} 0, & \text{если } M \text{ четное;} \\ \sum_{n=\eta_{M-1}+1}^{\eta_M} \sin\left(2\pi \frac{k}{N} n\right), & \text{если } M \text{ нечетное.} \end{cases} \quad (17)$$

Соотношения (7), (11) и (14)-(17) определяют построение алгоритма для вычисления оценок $\hat{S}_{XX}(k\Delta f)$ на дискретных частотах $f_k = k\Delta f$ с предельно возможным разрешением по частоте (частотным разделением спектральных составляющих сигнала) $\Delta f = 1/T$. Реализация этих соотношений практически связана только с выполнением арифметических операций суммирования и вычитания дискретных значений $\cos(2\pi kN/n)$ и $\sin(2\pi kN/n)$. Операции дискретного умножения отсутствуют. Здесь же следует отметить, что при вычислении (11) осуществляется возведение в квадрат $\operatorname{Re}[W(j2\pi k\Delta f)]$ и $\operatorname{Im}[W(j2\pi k\Delta f)]$. Вследствие этого $(z(0))^2 = 1$. Потому при выполнении (2) достаточно знать только номера отсчетов η_m и нет необходимости знать даже одного начального значения $z(0)$. Все это обеспечивает упрощение и повышение оперативности вычисления оценок СПМ при равномерной дискретизации анализируемого сложного сигнала.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрена разработка математического обеспечения для периодограммной оценки СПМ при осуществлении равномерной дискретизации анализируемого сигнала во времени с использованием бинарно-знакового аналого-стохастического квантования его отсчетов по уровню. Такой подход позволил в процессе классической процедуры аналого-цифрового преобразования сигналов выполнять грубое двухуровневое квантование его отсчетов без потери информации. Полученные математические соотношения практически исключают необходимость выполнения многоразрядных операций цифрового умножения. Все вычислительные процедуры в основном связаны с выполнением простых арифметических операций суммирования и вычитания дискретных значений $\cos(2\pi kN/n)$ и $\sin(2\pi kN/n)$. Все это обеспечивает снижение мультипликативной сложности вычислительных алгоритмов получения оценок СПМ периодограммным методом. Разработанное математическое обеспечение может быть использовано при разработке программного обеспечения для многофункциональных системах без использования дополнительных технических средств аналого-цифрового преобразования анализируемых сигналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Концепция развития системы контроля за излучениями радиоэлектронных средств и (или) высокочастотных устройств гражданского назначения в Российской Федерации на период до 2025 года. Утверждена решением Государственной

- комиссии по радиочастотам при Минкомсвязи РФ от 4 июля 2017 г. № 17-42-06. [Электронный ресурс] // Министерство цифрового развития, связи и массовых коммуникаций РФ. Режим доступа: <https://digital.gov.ru/uploaded/files/kontseptsiya-radiokontrolya-k-17-42-06.pdf>, свободный – (31.12.2019).
2. Тихонов В. И., Харисов В. Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. – М.: Радио и связь, 2004. – 608 с.
 3. Денисенко А. Н. Сигналы. Теоретическая радиотехника. Справочное пособие. – М.: Горячая линия-Телеком, 2005. – 704 с.
 4. Обнаружение и распознавание объектов радиолокации. Коллективная монография / Под ред. А. В. Соколова. – М.: Радиотехника, 2006. – 176 с.
 5. Шахтарин Б. И. Случайные процессы в радиотехнике. – М.: Радио и связь, 2000. – 584 с.
 6. Шахтарин Б. И., Ковригин В. А. Методы спектрального оценивания случайных сигналов. – М.: Гелиос АРВ, 2005. – 248 с.
 7. Marple Jr. S. L. Digital spectral analysis with applications: second edition. Dover Publications Inc. 2019. 432 p.
 8. Горбунов Ю. Н., Лобанов Б. С., Куликов Г. В. Введение в стохастическую радиолокацию. – М.: Горячая линия-Телеком, 2015. – 376 с.
 9. Горбунов Ю. Н., Куликов Г. В., Шпак А. В. Радиолокация: стохастический подход. – М.: Горячая линия-Телеком, 2016. – 520 с.
 10. Горбунов Ю. Н., Тимошенко П. И. Стохастическая радиолокация. Основы теории и расчётов: монография. – М.: Горячая линия-Телеком, 2023. – 464 с.
 11. 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.
 12. Якимов В.Н. Прямое оценивание спектральной плотности мощности на основе дискретно-временного представления знакового аналого-стохастического квантования непрерывного случайного процесса // Измерительная техника, 2009, № 3. – С. 13-17.
 13. Якимов В.Н., Машков А.В., Желонкин А.В. Оценка частотного состава сигналов на основе Фурье-преобразования с использованием оконного сглаживания и бинарного стохастического квантования // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 29 сентября – 1 октября 2020 г.). Том 1. / ВГУ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж: ИД ВГУ, 2020. – С. 334-343.
 14. Bilinskis I. Digital alias-free signal processing. John Wiley & Sons Ltd, 2007. – 454 p.
 15. Max J. Methodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques. Tome 1. Principes generaux et methodes classiques. Paris: Masson, 1996. – XXVII-355 p.
 16. Мирский Г. Я. Характеристики стохастической взаимосвязи и их измерения. – М.: Энергоиздат, 1982. – 320 с.
 17. Якимов В.Н. Обобщенная математическая модель двухуровневого знакового преобразования // Техника машиностроения, 2000, №4. – С. 72-74.
 18. Якимов В.Н. Цифровой комплексный статистический анализ на основе знакового представления случайных процессов // Известия самарского научного центра РАН, 2016, Т. 18, № 4(7). – С. 1346-1353.

REFERENCES

1. The concept of developing a system for monitoring emissions of radio-electronic devices and (or) high-frequency devices for civilian purposes in the Russian Federation for the period up to 2025. Approved by the decision of the State Commission on Radio Frequencies under the MinComSvyaz Rossii dated July 4, 2017 No. 17-42-06. [Electronic resource] // Ministry of Digital Development, Communications and Mass Media of the Russian Federation. Access mode: <https://digital.gov.ru/uploaded/files/kontsepsiya-radiokontrolya-k-17-42-06.pdf>, free - (31.12.2019).
2. Tikhonov, V. I., Kharisov, V. N. Statistical Analysis and Synthesis of Radio Engineering Devices and Systems. Moscow: Radio and communication, 2004. – 608 p. (In Russ.).
3. Denisenko, A. N. Signals. Theoretical Radio Engineering. Reference Manual. Moscow: Hot line-Telecom, 2005. – 704 p.
4. Detection and Recognition of Radar Objects. Collective Monograph / Edited by A.V. Sokolov. – M.: Radio Engineering, 2006. – 176 p.
5. Shakhtarin, B. I. Random Processes in Radio Engineering. Moscow: Radio and Communication, 2000. – 584 p.
6. Shakhtarin B. I., Kovrigin V. A. Methods of Spectral Estimation of Random Signals. – Moscow: Helios ARV, 2005. – 248 p.
7. Marple Jr. S. L. Digital Spectral Analysis with Applications: Second edition. Dover Publications Inc. 2019. 432 p.
8. Gorbunov, Yu. N., Lobanov, B. S., Kulikov, G. V. Introduction to Stochastic Radiolocation. Moscow: Hotline-Telecom, 2015. –376 p.
9. Gorbunov, Yu. N., Kulikov, G. V., Shpak, A. V. Radiolocation: A Stochastic Approach. Moscow: Hotline-Telecom, 2016. – 520 p.
10. Gorbunov Yu. N., Timoshenko P. I. Stochastic Radar. Fundamentals of Theory and Calculations: Monograph. – Moscow: Hotline-Telecom, 2023. – 464 p.
11. 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.
12. Yakimov V.N. Direct Spectral Power Density Estimation from a Discrete-Time Representation of Stochastic Analog Quantization for an Analog Random Process // Measurement Techniques, 2009, Vol. 52, No. 3. – Pp. 223-230.
13. Yakimov V.N., Mashkov A.V., Zhelonkin A.V. The Frequency Composition Estimation of Signals Based on Fourier Transform Using Smoothing Window Function and Binary Stochastic Quantization // Radar, Navigation, Communications: Proceedings of the XXVI International Scientific and Technical Conference (Voronezh, September 29 – October 1, 2020). Vol. 1. / VSU; JSC «Concern «Constellation». Voronezh: VSU Publishing House, 2020. – pp. 334-343.
14. Bilinskis I. Digital Alias-Free Signal Processing. John Wiley & Sons Ltd, 2007. – 454 p.
15. Max, J. Methodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques. Tome 1. Principes generaux et methodes classiques. Paris: Masson, 1996. – XXVII-355 p.
16. Mirsky, G. Ya. Characteristics of Stochastic Relationships and Their Measurement. Moscow: Energoizdat, 1982. – 320 p. (In Russ.).
17. Yakimov V. N. Generalized Mathematical Model of Two-Level Sign Transformation // Tekhnika mashinostroyeniya, 2000, No. 4. – Pp. 72-74.
18. Yakimov V. N. Digital Complex Statistical Analysis Based on the Sign-Function Representation of Random Processes // Izvestia of Samara Scientific Center of the Russian Academy of Sciences, 2016, Vol. 18, No. 4 (7). – Pp. 1346-1353.

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ФИЛЬТРА СИГНАЛА С V-ОБРАЗНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Р. И. Рюмшин¹, А. Р. Рюмшин², М. О. Лихоманов¹, И. М. Гаврилов¹

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

²АО «Головное производственно-техническое предприятие «Гранит», Москва, Россия

Аннотация. Предложен алгоритм обработки сигнала с V-образной частотной модуляцией, обеспечивающий устранение пьедестала боковых лепестков автокорреляционной функции, в том числе в области, непосредственно примыкающей к основному пику. Применение алгоритма позволяет повысить помехоустойчивость фильтров соответствующих сигналов за счет ортогонализации боковых пиков авто- и взаимокорреляционных функций, шума и помех в каналах обработки.

Ключевые слова: V-образная частотная модуляция, суммарно-разностная обработка, процедура пересечения.

IMPROVING THE NOISE IMMUNITY OF THE SIGNAL FILTER WITH V-SHAPED FREQUENCY MODULATION

R. I. Ryumshin¹, A. R. Ryumshin², M. O. Likhomanov¹, I. M. Gavrilov¹

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

²Joint Stock Company «Head center «Granit», Moscow, Russia

Abstract. An algorithm for signal processing with V-shaped frequency modulation is proposed, which ensures the removal of the side lobes pedestal of the autocorrelation function, including in the area directly adjacent to the main peak. The use of the algorithm makes it possible to increase the noise immunity of the signal filters due to the orthogonalization of the auto- and intercorrelation function's side peaks, noise and interference in the processing channels.

Keywords: V-shaped frequency modulation, sum-difference signal processing, intersection procedure.

1. ВВЕДЕНИЕ

В радиолокации нашли применение сигналы с линейной V-образной частотной модуляцией (ЧМ), основное значение которых состоит в том, что они позволяют получить некоррелированные измерения дальности и скорости [1].

Анализ известных алгоритмов обработки данных сигналов позволил установить два основных присущих им недостатка. Во-первых, автокорреляционная функция (АКФ) на выходе типового фильтра сигнала с V-ЧМ имеет относительно высокий уровень боковых лепестков [1, 2, 3], которые могут маскировать «слабые» отраженные сигналы, например, от более удаленных объектов. Во-вторых, упомянутые фильтры имеют недостаточную помехоустойчивость в условиях действия шума и помех, особенно при ограниченной базе сигнала.

Классически фильтрация сигнала с V-ЧМ обеспечивается алгоритмической схемой, представленной на рисунке 1 [1].

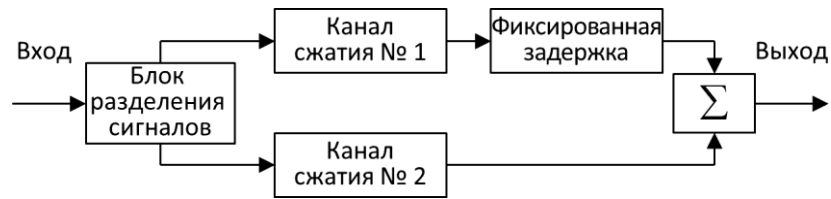
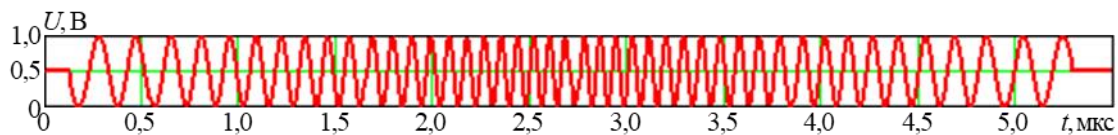


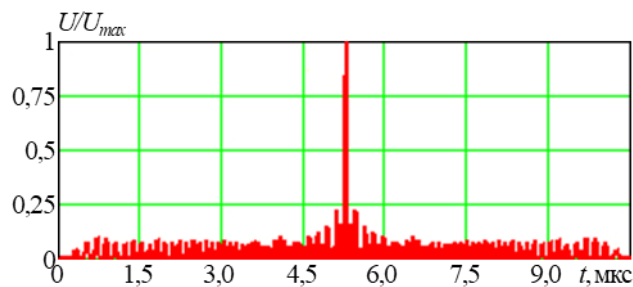
Рис. 1. Алгоритмическая схема обработки сигнала с V-ЧМ

Каждый канал сжатия представляет собой фильтр, согласованный с соответствующим сегментом функции частотной модуляции. На выходах каналов сжатые сигналы оказываются разнесенными по времени на величину длительности сигнала (импульса). Блок задержки на длительность импульса обеспечивает временное совпадение сжатого импульса первого канала со сжатым импульсом второго. Сумматор суммирует эти импульсы, удваивая амплитуду выходного сигнала.

Схема на рисунке 1 обладает всеми недостатками, указанными ранее. На рисунке 2, б) представлен пример обработки входного сигнала, отображенного на рисунке 2 а). АКФ имеет пьедестал боковых лепестков, относительный уровень которых в области, непосредственно примыкающей к основному пику, составляет не менее 20 %.



а)



б)

Рис. 2. Пример обработки сигнала V-ЧМ

Цель исследования, результаты которого представлены в настоящем докладе, – повышение помехоустойчивости фильтра сигнала с V-ЧМ.

Цель достигается решением задачи ортогонализации боковых пиков авто- и взаимокорреляционных функций (ВКФ), особенно в области, непосредственно примыкающей к основному лепестку, шума и помех в каналах обработки, их взаимной частичной или полной компенсации за счет применения принципа суммарно-разностной обработки сигнала и использования процедуры пересечения.

2. ПРЕДЛАГАЕМАЯ АЛГОРИТМИЧЕСКАЯ СХЕМА ОБРАБОТКИ

Предлагаемая алгоритмическая схема фильтра сигнала с V-ЧМ представлена на рисунке 3.

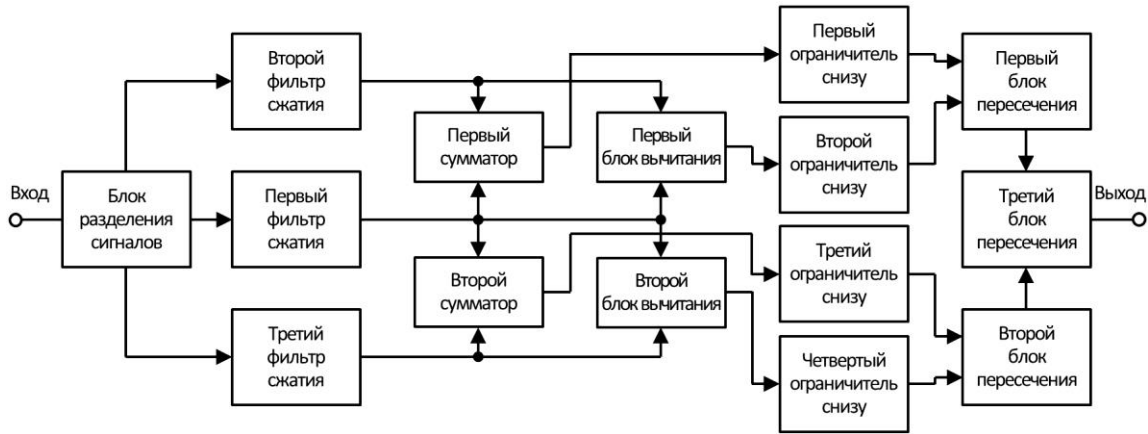


Рис. 3. Предлагаемая алгоритмическая схема фильтра сигнала с V-ЧМ

Работоспособность и эффективность предлагаемого фильтра поясняется путем имитационного моделирования работы схемы, изображенной на рисунке 3. Моделирование проведено на промежуточной частоте $f_0 = 8$ МГц при частоте дискретизации 96 МГц.

Импульс с V-ЧМ в пределах длительности τ_n можно представить как сумму двух линейно-частотно-модулированных импульсов в следующем виде [1]:

$$\dot{i}(t) = \dot{i}_1(t) + \dot{i}_2(t), |t| \leq \frac{\tau_n}{2}. \quad (1)$$

В равенстве (1) слагаемые соответствуют выражениям

$$\dot{i}_1(t) = Ae^{j\mu t^2}, -\frac{\tau_n}{2} \leq t \leq 0, \quad (2)$$

$$\dot{i}_2(t) = Ae^{-j\mu t^2}, 0 \leq t \leq \frac{\tau_n}{2}, \quad (3)$$

где A – амплитуда сигнала, $\mu = f / \tau_n$ – скорость изменения частоты.

АКФ для такого сигнала состоит из четырех частей: двух автокорреляционных слагаемых, соответствующих $\dot{i}_1(t)$ и $\dot{i}_2(t)$, и двух взаимокорреляционных слагаемых, соответствующих двум взаимным произведениям $\dot{i}_1(t)$ и $\dot{i}_2(t)$.

Выраженная через эти слагаемые полная АКФ имеет вид

$$\dot{S}(t) = \dot{s}_{11}(t) + \dot{s}_{22}(t) + \dot{s}_{12}(t) + \dot{s}_{21}(t). \quad (4)$$

Основной вклад в эту функцию вносят автокорреляционные слагаемые, связанные соотношением $\dot{s}_{22}(t) = \dot{s}_{11}(-t)$, где

$$\dot{s}_{11}(t) = A \frac{\sin[\pi\mu t(\tau_n - |t|)]}{\pi\mu t(\tau_n - |t|)} \cdot e^{-j\pi\mu\tau_n t}. \quad (5)$$

Сумма основных слагаемых быстро падает до уровня пьедестала, определяемого взаимокорреляционными членами, относительное значение которого определяет уровень боковых лепестков и составляет [1]: $\sqrt{1/(\Delta f \tau_n)} / 2$.

Как было показано на рисунке 2, пьедестал существует на всем интервале, равном удвоенной длительности импульса, и задача обработки заключается в его практически полной компенсации в сочетании с ослаблением шумов и помех.

Временные и частотные параметры радиоимпульса с V-ЧМ, синтезированного в соответствии с (1)–(3) приняты следующими: длительность импульса $\tau_{\text{и}} \approx 5,2$ мкс; ширина спектра на уровне $0,1 - \Delta f \approx 10,8$ МГц; база сигнала – $B \approx 56$.

Полученные для исследования сигнал и импульсные характеристики (ИХ) фильтров сжатия приведены на рисунке 4, где обозначены: входной импульс с Λ -образной ЧМ, а также импульсные характеристики фильтров сжатия. При этом ИХ первого фильтра согласована со всем полезным сигналом. ИХ второго фильтра, одной своей половиной синфазна соответствующей половине ИХ первого фильтра, а второй – противофазна другой половине ИХ первого фильтра, ИХ третьего фильтра зеркальна по закону изменения частоты входному радиоимпульсу и имеет вид «V».

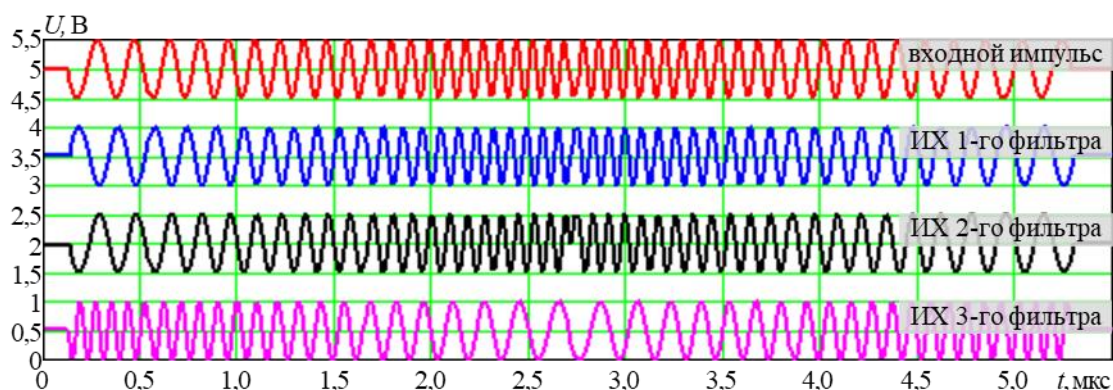


Рис. 4. Рабочий сигнал и импульсные характеристики фильтров сжатия

ИХ первого фильтра сжатия описывается выражениями (1)–(3) с учетом зеркальности временной функции, отображающей сигнал. ИХ второго фильтра сжатия также может быть получена на основании (1)–(3), если в выражении (3) ввести сдвиг начальной фазы, равный π . ИХ синтезирована в виде двух половин взаимно симметричных по частоте и противоположных по фазе. Импульсная характеристика третьего фильтра сжатия получается на основании (1)–(3), если в выражениях (2) и (3) изменить знаки в показателях экспоненциальных сомножителей на противоположные. Тогда ИХ приобретает по сравнению с сигналом «перевернутую» ЧМ, вида «V».

Следует заметить, что выбор вида ЧМ входного сигнала V-образный или «перевернутый» – Λ , как в рассматриваемом случае, принципиального значения не имеет. В каждом случае, соответствующим образом устанавливаются импульсные характеристики фильтров сжатия.

3. ОДНОКАНАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА

Процесс обработки входного сигнала предложенной схемой детально представлен на рисунке 5 и описан ниже с опорой на соответствующие эпюры данного рисунка.

Сигнал с Λ -образной ЧМ $u_c(t)$, вид которого представлен верхней эпюрой на рисунке 4, поступает на вход блока разделения сигналов (см. рисунок 1), который представляет собой делитель мощности и обеспечивает подачу трех одинаковых сигналов на первый, второй и третий фильтры сжатия. Для начала будет рассмотрен только один (верхний) канал, обрабатывающий сигналы первого и второго фильтров сжатия.

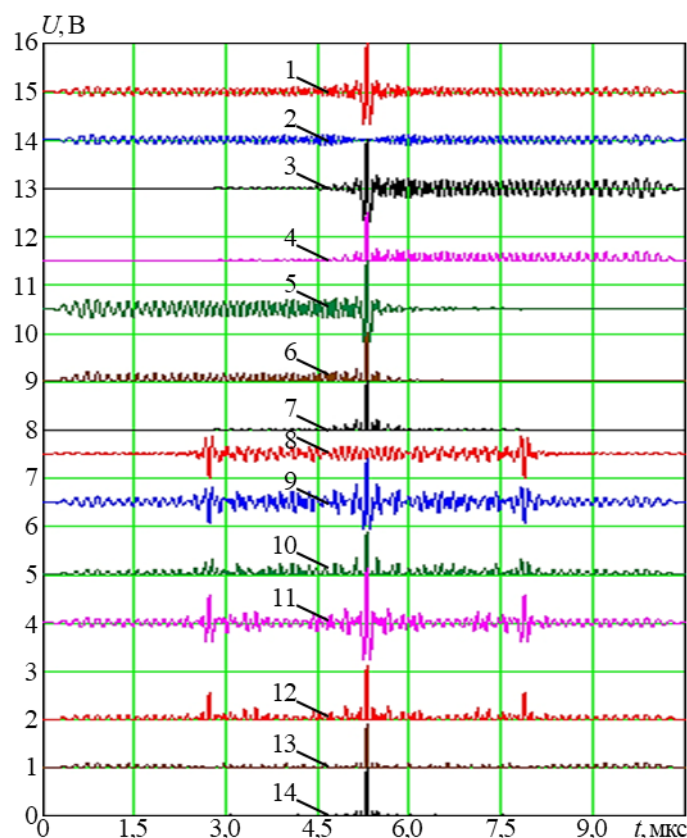


Рис. 5. Процесс обработки сигнала в предложенной схеме

Поскольку ИХ первого фильтра сжатия согласована с сигналом $u_c(t)$, то на его выходе действует АКФ (эпюра 1) с боковыми лепестками в виде пьедестала на протяжении $2\tau_n$.

В то же время из-за указанной рассогласованности ИХ второго фильтра сжатия относительно сигнала, на выходе этого фильтра имеет место ВКФ $u_{\text{ВКФ}2}(t)$ с нулевым значением в момент окончания входного сигнала (эпюра 2) и однородным уровнем, примерно равным пьедесталу АКФ на протяжении $2\tau_n$. Различаются фазы боковых пиков АКФ и пиков ВКФ: слева от основного пика АКФ они противофазны, а справа – синфазны. Данные сигналы когерентно суммируются с результатом $u_{\text{сум}1}(t) = u_{\text{АКФ}}(t) + u_{\text{ВКФ}2}(t)$ (эпюра 3). При этом слева от максимума АКФ боковые лепестки взаимно компенсируются, а справа – удваиваются.

Аналогично получается когерентная разность $u_{\text{разн}1\text{огр}}(t) = u_{\text{АКФ}}(t) - u_{\text{ВКФ}2}(t)$, представленная эпюрой 5 с тем отличием, что скомпенсированными оказываются боковые лепестки АКФ справа от максимума, а удвоенными – слева.

Амплитудное ограничение суммарного и разностного сигналов позволяет «проредить» боковые лепестки АКФ, выбросы ВКФ, шумов и помех (при их наличии), исключая отрицательные значения. Соответствующие сигналы $u_{\text{сум}1\text{огр}}(t)$ и $u_{\text{разн}1\text{огр}}(t)$ представлены эпюрами 4 и 6.

Канальная обработка завершается процедурой скалярного пересечения [4] сигналов $u_{\text{сум}1\text{огр}}(t)$ и $u_{\text{разн}1\text{огр}}(t)$. Аналитическое выражение, описывающее выходной сигнал, может иметь вид

$$u_{\text{с1}}(t) = 0,5 \text{sign}\{u_{\text{сум1огр}}(t)\} \text{sign}\{u_{\text{разн1огр}}(t)\} \min\{|u_{\text{разн1огр}}(t)|, |u_{\text{разн1огр}}(t)|\}. \quad (6)$$

Из (6) следует, что процедура пересечения обеспечивает выбор меньшего по модулю из двух сопоставляемых значений (сигналов) со знаком, равным произведению знаков этих значений. Применение скалярного пересечения позволяет исключать или минимизировать боковые пики АКФ и ВКФ, а также существенно уменьшать уровень шумов и помех. Об этом свидетельствует выходной сигнал $u_{\text{с1}}(t)$ верхнего канала, представленный эяурой 7. Как видно, применение только одного такого канала существенно повышает качество обработки сигнала с V-ЧМ по сравнению с типовым алгоритмическим решением, представленным на рисунке 1, выходной сигнал которого рассмотрен ранее на рисунке 2.

Количественная оценка качества обработки выражена отношением нормированных средних уровней боковых лепестков исходного фильтра $\bar{U}_{\text{Бисх}}$ и предложенного фильтра $\bar{U}_{\text{Бпр}}$, а также отношением дисперсий боковых лепестков $D_{\text{Бисх}}$ и $D_{\text{Бпр}}$ соответственно: $\bar{U}_{\text{Бисх}} / \bar{U}_{\text{Бпр}} = 13,8$; $D_{\text{Бисх}} / D_{\text{Бпр}} = 7,6$.

4. ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ФИЛЬТРА ПРИ ОДНОКАНАЛЬНОЙ ОБРАБОТКЕ

Сравнение помехоустойчивости исходного фильтра и рассмотренного канала проведено на примере обработки входного сигнала $u_{\text{вх}}(t)$, сформированного в виде суммы полезного сигнала $u_{\text{с}}(t)$, шума $n(t)$, распределенного по нормальному закону с нулевым средним значением и среднеквадратическим отклонением (СКО) $\sigma_{\text{ш}} = 1$ В, и совокупности произвольных типовых помех $u_{\text{п}}(t) = \sum_i u_{\text{пi}}(t)$, действующих на частоте полезного сигнала, в виде $u_{\text{вх}}(t) = u_{\text{с}}(t) + n(t) + u_{\text{п}}(t)$. Помехи на полезный сигнал не накладываются и разделены во времени.

Оценка помехоустойчивости иллюстрируется рисунком 6.

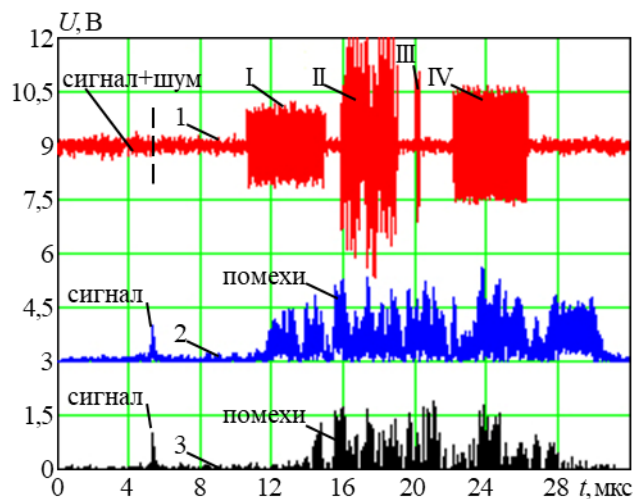


Рис. 6. Оценка помехоустойчивости одноканальной обработки

Вид входного сигнала представлен эяурой 1 на рисунке 6, где полезный сигнал скрыт в шуме ($U_{\text{с}} / \sigma_{\text{ш}} = 1$), а помехи обозначены римскими цифрами: I – широкополосная импульсная помеха в виде фазокодоманипулированного импульса (ФКМ) с произвольной манипуляцией начальных фаз парциальных импульсов в виде

$\{0, 0, \pi, \pi, 0, \pi\}$ и шириной спектра примерно 3 МГц; II – мощная шумовая помеха, «накрывающая» спектр полезного сигнала; III – помеха в виде короткого радиоимпульса, примерно совпадающая по длительности со сжатым полезным сигналом; IV – помеха в виде длинного радиоимпульса.

Амплитуды всех помех существенно превышают полезный сигнал $U_{\text{пн max}} \gg U_c$. Длительности помех I, II и IV примерно совпадают с длительностью полезного сигнала. По времени воздействия помехи разнесены незначительно так, что, «растягиваясь» в фильтрах сжатия, накладываются друг на друга, образуя некоторую «интегральную» помеху. Что позволяет получить приближенную обобщенную оценку помехоустойчивости сравниваемых фильтров, в целом представляя достаточно сложный вариант воздействия.

Эпюра 2 на рисунке 6 представляет собой выходной сигнал типового фильтра, а эпюра 3 – выходной сигнал рассмотренного канала обработки. Сравнение эпюр выходных сигналов на качественном уровне позволяет сделать вывод о существенном выигрыше предложенного решения в помехоустойчивости.

Боковые лепестки АКФ и ВКФ оказываются скомпенсированными практически на всей длительности. Кроме того, существенно возрастает помехоустойчивость. Однако, имеют место не скомпенсированные боковые лепестки в области, непосредственно примыкающей к основному лепестку.

5. ДВУХКАНАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА

Снижение уровня ближних боковых лепестков реализуется посредством второго (нижнего) канала обработки (см. рисунок 3). Работа этого канала иллюстрируется эпюрами 8–14, приведенными на рисунке 5.

Эпюра 8 представляет собой выходной сигнал третьего фильтра сжатия $u_{\text{ВКФ3}}(t)$. Вид этого сигнала обусловлен ИХ фильтра, которая, зеркальна по закону изменения частоты входному радиоимпульсу. Сигнал $u_{\text{ВКФ3}}(t)$ является специфической формой ВКФ, где исключен основной лепесток в центре сигнала, а два боковых лепестка ВКФ расположены по краям. Вся ВКФ имеет ровно половину длительности АКФ симметричную относительно центра. Исключение основного лепестка в центре ВКФ имеет принципиальное значение так же, как и в ВКФ $u_{\text{ВКФ2}}(t)$ на выходе второго фильтра сжатия (эпюра 2).

Это позволяет применить все процедуры обработки, использованные ранее в первом канале, но с другой ВКФ.

Аналогично первому каналу выделяются сумма $u_{\text{сум2}}(t) = u_{\text{АКФ}}(t) + u_{\text{ВКФ3}}(t)$ и разность $u_{\text{разн2}}(t) = u_{\text{АКФ}}(t) - u_{\text{ВКФ3}}(t)$. При этом обеспечивается временная и фазовая ортогонализации боковых лепестков когерентной суммы $u_{\text{сум2}}(t)$ (эпюра 9) и когерентной разности $u_{\text{разн2}}(t)$ (эпюра 11) с сохранением в обоих случаях основного лепестка АКФ.

Для компенсации боковых лепестков суммарный и разностный сигналы подвергаются ограничению снизу на нулевом уровне. Соответствующие сигналы $u_{\text{сум2 орг}}(t)$ и $u_{\text{разн2 орг}}(t)$ представлены эпюрами 10 и 12.

Сигналы $u_{\text{сум2 орг}}(t)$ и $u_{\text{разн2 орг}}(t)$ подвергаются операции пересечения в виде

$$u_{\text{сум2}}(t) = 0,5 \text{sign}\{u_{\text{сум2 орг}}(t)\} \text{sign}\{u_{\text{разн2 орг}}(t)\} \min\{|u_{\text{сум2 орг}}(t)|, |u_{\text{разн2 орг}}(t)|\}. \quad (7)$$

Результат пересечения $u_{\gamma 2}(t)$ является выходным сигналом второго канала обработки и представлен эюрой 13. Сохранен основной лепесток АКФ, боковые лепестки существенно прорежены, располагаются на всем интервале длительности АКФ и имеют низкий уровень и. Главное – низкий уровень характерен для области, примыкающей к основному лепестку.

Канальные сигналы подвергаются пересечению в виде

$$u_{\gamma 3}(t) = 0,5 \text{sign}\{u_{\gamma 1}(t)\} \text{sign}\{u_{\gamma 2}(t)\} \min\{|u_{\gamma 1}(t)|, |u_{\gamma 2}(t)|\}. \quad (8)$$

Применение двухканальной обработки позволяет дополнительно снизить уровень боковых лепестки вблизи основного лепестка АКФ. Количественная оценка представлена отношением нормированных средних уровней боковых лепестков для одноканальной $\bar{U}_{1к}$, и двухканальной $\bar{U}_{2к}$ обработки, отношением дисперсий боковых лепестков соответственно $D_{1к}$, и $D_{2к}$; отношения максимальных значений $U_{m1к}$ и $U_{m2к}$: $\bar{U}_{1к} / \bar{U}_{2к} = 2,3$; $D_{1к} / D_{2к} = 3,8$; $U_{m1к} / U_{m2к} = 2,1$.

6. ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ФИЛЬТРА ПРИ ДВУХКАНАЛЬНОЙ ОБРАБОТКЕ

Оценка помехоустойчивости проведена по аналогии с оценкой одноканальной обработки и с теми же помехами и параметрами. Процесс обработки входной смеси полезного сигнала, шума и помех представлен на рисунке 7, где обозначены: 1 – указанная входная смесь; 2 – сигнал на выходе первого (верхнего) канала; 3 – сигнал на выходе второго (нижнего) канала.

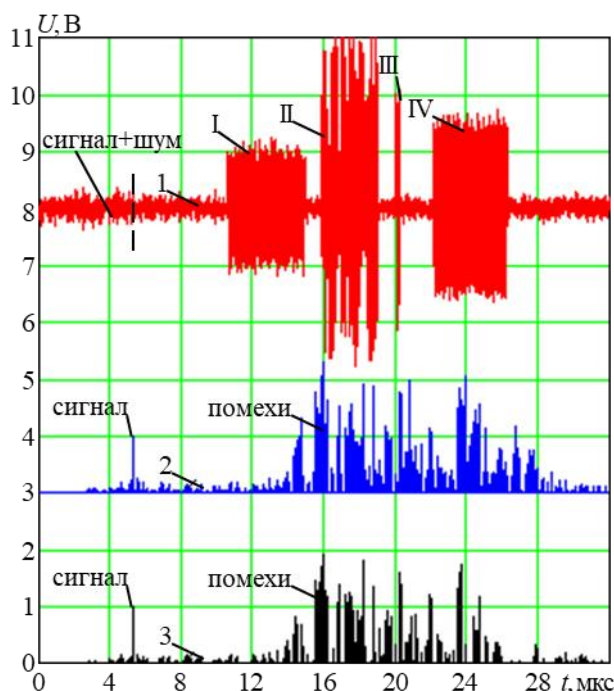


Рис. 7. Оценка помехоустойчивости двухканальной обработки

Количественная оценка помехоустойчивости найдена в виде отношения средних уровней нормированной интегральной помехи на выходе для одноканального фильтра $\bar{U}_{п1к}$, и двухканального фильтра $\bar{U}_{п2к}$, а также отношения дисперсий помехи $D_{п1к}$ и $D_{п2к}$ соответственно: $\bar{U}_{п1к} / \bar{U}_{п2к} \approx 1,9$; $D_{п1к} / D_{п2к} \approx 2$.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный алгоритм обеспечивает повышение помехоустойчивости фильтра сигнала с V-ЧМ. Имитационное моделирование позволило установить, что даже в сравнении с улучшенным одноканальным фильтром двухканальная схема имеет следующие преимущества:

количество и относительный уровень боковых лепестков АКФ уменьшаются не менее чем в два раза;

дисперсия шума уменьшается не менее чем в полтора раза.

Выигрыш в помехоустойчивости в условиях воздействия «интегральной» помехи достигает не менее двух раз.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. / Пер. с английского под ред. В. С. Кельзона. М.: Советское радио, 1971. – 568 с.
2. Справочник по теоретическим основам радиоэлектроники / Под ред. Б. Х. Кривицкого. В 2-х т. Т. 2. М.: Энергия, 1977. – 472 с.
3. Каринский С. С. Устройства обработки сигналов на ультразвуковых поверхностных волнах. – М.: Советское радио, 1975. – 176 с.
4. Гордиенко В. И., Дубровский С. Е., Рюмшин Р. И., Фенев Д. В. Универсальный многофункциональный структурный элемент систем обработки информации. // Известия вузов. Радиоэлектроника, 1998. №3. – С 12–20.

REFERENCES

1. Kuk CH., Bernfel'd M. Radiolokacionnye signaly. / Per. s anglijskogo pod red. V. S. Kel'zona. M.: Sovetskoe radio, 1971. – 568 s.
2. Spravochnik po teoreticheskim osnovam radioelektroniki / Pod red. B. H. Krivickogo. V 2-h t. T. 2. M.: Energiya, 1977. – 472 s.
3. Karinskij S. S. Ustrojstva obrabotki signalov na ul'trazvukovyh poverhnostnyh volnah. – M.: Sovetskoe radio, 1975. – 176 s.
4. Gordienko V. I., Dubrovskij S. E., Riumshin R. I., Feneev D. V. Multifunctional structural element of information processing systems. // Radioelectronics and Communications Systems, 1998. №3. – Pp. 12–20.

ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ПЕЛЕНГОВАНИЯ НЕМОНОИМПУЛЬСНЫМ ОБНАРУЖИТЕЛЕМ-ПЕЛЕНГАТОРОМ С АНТЕННОЙ СИСТЕМОЙ ПРОИЗВОЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ

И. С. Дмитриев¹, О. Н. Завалишина^{1,2}, М. П. Сличенко¹

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

²Воронежский государственный университет, Воронеж, Россия

Аннотация. В работе получены точные аналитические выражения для оценки потенциальной точности пеленгования немонимпульсным обнаружителем-пеленгатором в случае использования коммутируемого интерферометра с антенной системой произвольной структуры. Получены зависимости энергетических отношений сигнал/шум в каналах обнаружителя-пеленгатора, обеспечивающих заданную нормальную среднеквадратическую ошибку пеленгования, от отношения радиуса антенной решетки к длине волны для различных вариантов коммутации. Выполнено статистическое моделирование с целью подтверждения достоверности полученных выражений для нижней границы дисперсии ошибки пеленгования источников радиоизлучения для различных структур обнаружителей-пеленгаторов, использующих кольцевую антенную решетку.

Ключевые слова: интерферометр; метод максимального правдоподобия; неравенство Крамера–Рао; обнаружитель-пеленгатор; пеленгационный рельеф; потенциальные характеристики; «энергетический» центр.

POTENTIAL ACCURACY OF DIRECTION FINDING WITH A NON- MONOPULSE DETECTOR-DIRECTION FINDER WITH AN ANTENNA SYSTEM OF ARBITRARY STRUCTURE

I. S. Dmitriev¹, O. N. Zavalishina^{1,2}, M. P. Slichenko¹

¹JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

²Voronezh State University, Voronezh, Russia

Abstract. In this work, exact analytical expressions are obtained for estimation the potential accuracy of direction finding by a non-monopulse detector-direction finder in the case of using a switched interferometer with an antenna system of arbitrary structure. The dependences of the energy signal-to-noise ratios in the detector-direction finder channels, providing a given normal root mean square error of direction finding, on the ratio of the antenna array radius to the wavelength for various switching options are obtained. Statistical modeling is performed to confirm the reliability of the obtained expressions for the lower limit of the variance of the direction-finding error of radio sources for various structures of detector-direction finders using a ring antenna array.

Keywords: interferometer; maximum likelihood method; detector-direction finder; Cramer-Rao bound; direction-finding contour; potential characteristics; energy center.

1. ВВЕДЕНИЕ

При проектировании многоканальных обнаружителей-пеленгаторов (ОП) необходимо проводить оценку эффективности пеленгования источников радиоизлучений (ИРИ). Приемлемой мерой эффективности является пеленгационная чувствительность – минимальное отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе приемника, необходимое для обеспечения требуемых значений вероятности правильного

обнаружения, нормальной среднеквадратичной (СКО) и аномальной ошибок пеленгования.

В работах [1-6] исследована пеленгационная чувствительность по критерию нормальной СКО и по критерию вероятности аномальных ошибок пеленгования многоканальных моноимпульсных радиопеленгаторов с кольцевыми антенными решетками (КАР) с числом каналов от 3-х до 16. В частности, в [1] изложены основы теории пеленгования на основе описания пеленгационных характеристик многоканальной пеленгационной антенной системы (АС) с использованием векторной комплексной диаграммы направленности (ВКДН); получены оценки потенциальной точности пеленгования в аналитическом виде. В работах [2-5] такие оценки были обобщены на случай, когда положение энергетического центра АС не совпадает с геометрическим центром, а ВКДН АС определена в произвольной системе координат (СК). В [5] доказана теорема о количестве информации Фишера при пеленговании с использованием АС произвольной структуры, рассмотрен общий случай совместного пеленгования по азимуту и углу места. В работе [6] исследована предельная чувствительность радиопеленгаторов с эквидистантными кольцевыми антенными решетками из ненаправленных антенн по критерию вероятности аномальной ошибки. Показано, что данный параметр определяет верхнюю границу рабочего диапазона частот многоканального обнаружителя-пеленгатора.

Однако на практике не менее широко применяются немонимпульсные радиопеленгаторы с КАР на базе коммутируемого L -канального интерферометра, определяющие направление прихода радиоволны по результатам последовательного попарного «опроса» антенных элементов (АЭ) [7-9]. Особенностью пеленгаторов с коммутируемыми АЭ является небольшое число приемных каналов, что обуславливает невысокую стоимость, но при этом понижение уровня пеленгуемого сигнала в канале приводит к заметному ухудшению качества пеленгования. В связи с этим необходимо выполнять оценку потенциальной точности пеленгования ОП с применением коммутируемого интерферометра в зависимости от характеристик направленности АС.

В существующих работах [7-9] исследованы алгоритмы пеленгования ИРИ с применением коммутируемого интерферометра, но при этом отсутствуют выражения, позволяющие выполнять аналитический расчет СКО пеленгования. При анализе пеленгатора с КАР на базе коммутируемого L -канального интерферометра необходимо учитывать положение «энергетического» центра относительно СК на каждом шаге коммутации, т.к. такой пеленгатор эквивалентен совокупности поочередно работающих L -антенных интерферометров, центры баз которых размещены определенным образом в окрестности геометрического центра КАР. Полученное в работах [2-5] обобщенное неравенство Крамера–Рао отличается от используемого в [1, 1-15] наличием в знаменателе дополнительного слагаемого и не требует учета пространственного положения «энергетического» центра относительно центра СК, в которой определена ВКДН АС. Это позволяет получить обобщенное выражение для нижней границы дисперсии ошибки пеленгования L -канальных интерферометров.

Целью данной статьи является получение аналитических выражений для оценки потенциальной точности пеленгования немонимпульсными ОП в случае использования коммутируемого L -канального интерферометра с КАР для различных вариантов коммутации.

2. ОБОБЩЕННОЕ НЕРАВЕНСТВО КРАМЕРА–РАО В СЛУЧАЕ КОММУТИРУЕМОГО ИНТЕРФЕРОМЕТРА

Для оценки потенциальной точности пеленгования ИРИ нижняя граница Крамера–Рао определяется выражением [16, 17]

$$\sigma_{\theta}^2(\theta) \geq \frac{1}{\left\langle \frac{\partial^2 \Psi(\theta)}{\partial \theta^2} \right\rangle \Big|_{\theta=\theta_0}}, \quad (1)$$

где θ_0 – истинное значение пеленга, $\Psi(\theta) = -L(\theta)$ – логарифм функции правдоподобия [1]

$$L(\dot{\mathbf{V}}|\theta) = \ln \left(\frac{1}{\pi^N |\dot{\mathbf{K}}|} \right) + (-\text{Tr}(\dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{W}}) + M(\theta)),$$

где используемое слагаемое $\left(\ln \left(\frac{1}{\pi^N |\dot{\mathbf{K}}|} \right) - \text{Tr}(\dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{W}}) \right)$ не зависит от азимута θ ,

тогда неравенство Крамера–Рао будет определяться второй производной функции $M(\theta)$.

Аналогично работам [1, 11-14] решающая функция для L -канального интерферометра представляет собой произведение условных (относительно θ) совместных плотностей вероятности измеренных L -мерных векторов комплексных амплитуд напряжений $\dot{\mathbf{V}}^{(z)}$ в каждой z -ой коммутации, тогда логарифм отношения правдоподобия (пеленгационный рельеф) $M(\theta)$ может быть представлен как

$$M(\theta) = \sum_{z=0}^{Z-1} \frac{(\dot{\mathbf{H}}^{(z)}(\theta))^{\text{H}} \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{W}}^{(z)} \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}^{(z)}(\theta)}{(\dot{\mathbf{H}}^{(z)}(\theta))^{\text{H}} \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}^{(z)}(\theta)}, \quad (2)$$

где Z – число коммутаций, $z = \overline{0, Z-1}$ – номер коммутации,

$\dot{\mathbf{W}}^{(z)} = \sum_{q=1}^Q \dot{\mathbf{W}}_q^{(z)} = \sum_{q=1}^Q \dot{\mathbf{V}}_q^{(z)} (\dot{\mathbf{V}}_q^{(z)})^{\text{H}}$ – матрица взаимных энергий сигналов в z -ой

коммутации по всей серии Q наблюдений ($q = \overline{1, Q}$); $\dot{\mathbf{V}}_q^{(z)} = \dot{E}_q \dot{\mathbf{H}}^{(z)}(\theta_0) + \dot{\xi}_q$ – вектор-столбец комплексных амплитуд напряжений $\dot{\mathbf{V}}_q^{(z)}$ на выходах АЭ, полученных из серии Q измерений; \dot{E}_q – комплексные амплитуды напряженности электрической составляющей электромагнитного поля радиоволны, приходящей с азимута θ в q -м наблюдении; $\dot{\mathbf{H}}(\theta)$ – вектор ВКДН, определенной в некоторой СК, связанной с АР, элементы которого являются коэффициентами пропорциональности между комплексной амплитудой \dot{E}_q напряженности поля радиоволны в начале связанной СК и напряжениями на номинальных нагрузках, подключенных к выходам N антенн АР в зависимости от азимута θ направления прихода радиоволны; $\dot{\xi}_q$ – N -мерный вектор шума, приведенного к выходам АЭ, компоненты которого представляют собой комплексные случайные величины с произвольной и одинаковой для всех измерений эрмитовой матрицей ковариации $\dot{\mathbf{K}}$ размером $N \times N$: $\dot{\mathbf{K}} = \langle \dot{\xi}_q \dot{\xi}_q^{\text{H}} \rangle$.

Вектор-столбец комплексных амплитуд напряжений $\dot{\mathbf{V}}_q^{(z)}$ для L -канального интерферометра представляет собой измеренный на каждом шаге коммутации L -элементный вектор комплексных амплитуд напряжений на выходах АЭ, используемых в

текущей коммутации, в то время как вектор-столбец комплексных амплитуд напряжений $\dot{\mathbf{V}}_q$ моноимпульсного ОП [1, 11-15] представляет собой измеренный N -элементный вектор комплексных амплитуд напряжений на выходах всех АЭ. Для примера на рис. 1 приведено наглядное соотношение производимых измерений для моноимпульсного ОП и двухканального интерферометра ($L=2$) с поочередной коммутацией двух соседних пар АЭ, где T_M – время выборки в моноимпульсном ОП, $T_{и} = T_M/N$ – время выборки в двухканальном интерферометре на каждом шаге коммутации без учета коммутационных потерь в моменты переключения коммутатора.

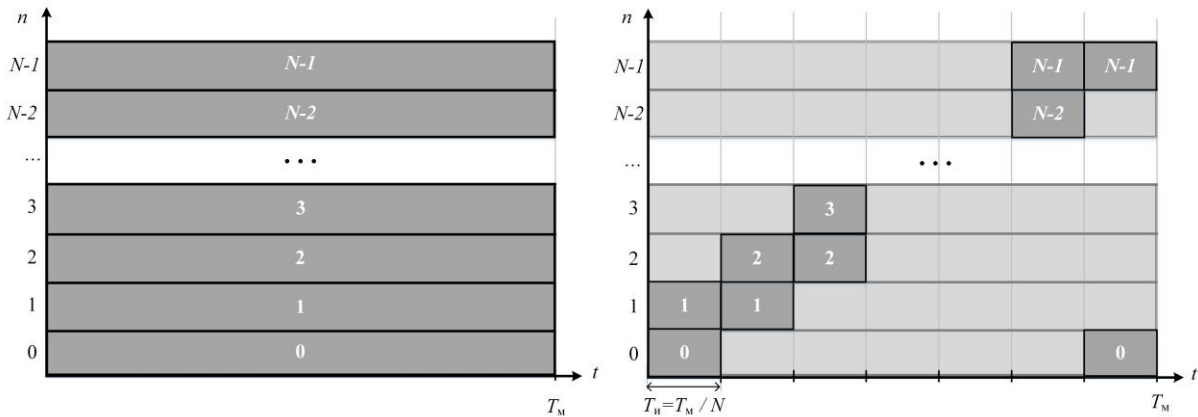


Рис. 1. Графическое представление соотношения производимых измерений для моноимпульсного ОП и двухканального интерферометра с поочередной коммутацией двух соседних пар АЭ.

Используя решающую статистику (2) для L -канального коммутируемого интерферометра, обобщенное выражение (1) неравенства Крамера–Рао можем записать в виде

$$\sigma_{\theta}^2(\theta) \geq \frac{1}{2 \sum_{q=1}^Q |\dot{E}_q|^2 \sum_{z=0}^{Z-1} \left(\left(\frac{\partial \dot{\mathbf{H}}^{(z)}(\theta)}{\partial \theta} \right)^H \mathbf{K}^{-\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{\Pi}}_{\perp}^{(z)}(\theta) \mathbf{K}^{-\frac{1}{2}} \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}^{(z)}(\theta)}{\partial \theta} \right)}, \quad (3)$$

где $\hat{\mathbf{\Pi}}_{\perp}^{(z)}(\theta) = \mathbf{I} - \frac{\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}} \dot{\mathbf{H}}^{(z)}(\theta) \left(\dot{\mathbf{H}}^{(z)}(\theta) \right)^H \mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}}{\left(\dot{\mathbf{H}}^{(z)}(\theta) \right)^H \mathbf{K}^{-1} \dot{\mathbf{H}}^{(z)}(\theta)}$ – ортогональный проектор.

3. ОБОБЩЕННОЕ НЕРАВЕНСТВО КРАМЕРА-РАО ДЛЯ ЧАСТНЫХ СЛУЧАЕВ

Рассмотрим задачу оценки потенциальной точности пеленгования ОП с ЭКАР в случае двухканального интерферометра с различными вариантами коммутации. На рис. 2,а-г изображена 7-элементная ЭКАР, где кругами обозначено взаимное расположение АЭ, крестом обозначен «энергетический» центр на каждом шаге коммутации, а круглым маркером – геометрический центр АС.

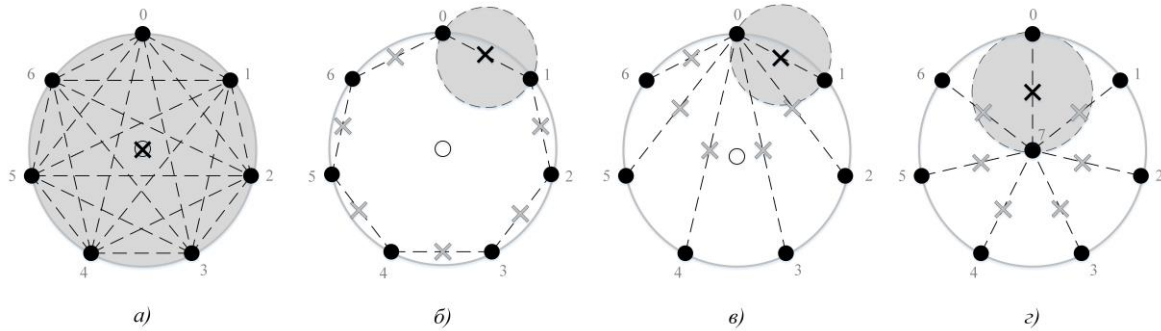


Рис. 2. Графическое представление 7-элементной КАР с различными вариантами коммутации (а-г).

Из рисунка видно, что для моноимпульсного ОП «энергетический» центр совпадает с геометрическим центром АС (рис. 2,а), а для двухканального интерферометра (рис. 2,б-г) положение «энергетического» центра АС следует учитывать на каждом шаге коммутации.

Запишем ВКДН АС для каждого варианта коммутаций на z -ом шаге коммутации:

1) для моноимпульсного ОП (рис. 2,а):

$$\dot{H}_n(\theta) = \exp\left(j \frac{2\pi r}{\lambda} \cos\left(\theta - \frac{2\pi n}{N}\right)\right), \quad (4)$$

2) для двухканального интерферометра с поочередной коммутацией любых двух пар АЭ с шагом k по кольцу (опрос $Z = N$ пар АЭ) (рис. 2,б):

$$\dot{\mathbf{H}}^{(z)}(\theta) = \begin{pmatrix} \exp\left(j \frac{2\pi r}{\lambda} \cos\left(\theta - \frac{2\pi z}{N}\right)\right) \\ \exp\left(j \frac{2\pi r}{\lambda} \cos\left(\theta - \frac{2\pi(z+k)}{N}\right)\right) \end{pmatrix}, \quad (5)$$

3) для двухканального интерферометра с поочередной коммутацией одного из АЭ, выбранного в качестве опорного, с каждым АЭ КАР (опрос $Z = N - 1$ пар АЭ) (рис. 2,в):

$$\dot{\mathbf{H}}^{(z)}(\theta) = \begin{pmatrix} \exp\left(j \frac{2\pi r}{\lambda} \cos(\theta)\right) \\ \exp\left(j \frac{2\pi r}{\lambda} \cos\left(\theta - \frac{2\pi z}{N}\right)\right) \end{pmatrix}, \quad (6)$$

4) для двухканального интерферометра с поочередной коммутацией центрального и одного из АЭ КАР (опрос $Z = N$ пар АЭ) (рис. 2,г):

$$\dot{\mathbf{H}}^{(z)}(\theta) = \begin{pmatrix} 1 \\ \exp\left(j \frac{2\pi r}{\lambda} \cos\left(\theta - \frac{2\pi z}{N}\right)\right) \end{pmatrix}, \quad (7)$$

где N – число АЭ на кольце, $n = \overline{0, N-1}$, θ – пеленг, r – радиус КАР, λ – длина волны, $z = \overline{0, Z-1}$ – номер коммутации, $k = \overline{1, \lfloor N/2 \rfloor}$ – шаг между АЭ, $\lfloor N/2 \rfloor$ – целая часть числа $N/2$.

Далее получим модифицированные обобщенные выражения для оценки потенциальной точности пеленгования ОП с вариантами коммутаций, изображенными на рис. 2. Рассмотрим частный случай диагональной матрицы ковариации шума, равной

$\dot{\mathbf{K}} = \sigma_i^2 \mathbf{I}$, где $\sigma_i^2 = N_0 \Delta f = T_i / N_0$, T_i – время выборки, N_0 – односторонняя спектральная плотность шума.

Представим выражение (3) в виде

$$\sigma_{\theta}^2(\theta) \geq \left[2\mu_i \left(\sum_{z=0}^{Z-1} \left(\frac{\partial \dot{\mathbf{H}}^{(z)}(\theta)}{\partial \theta} \right)^H \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}^{(z)}(\theta)}{\partial \theta} - \sum_{z=0}^{Z-1} \frac{\left| \left(\frac{\partial \dot{\mathbf{H}}^{(z)}(\theta)}{\partial \theta} \right)^H \dot{\mathbf{H}}^{(z)}(\theta) \right|^2}{\left(\dot{\mathbf{H}}^{(z)}(\theta) \right)^H \dot{\mathbf{H}}^{(z)}(\theta)} \right) \right]^{-1}, \quad (8)$$

где $\mu_i = \frac{|\dot{E}|^2}{\sigma_i^2}$ – отношение сигнал/шум (ОСШ) в одном канале ОП при эффективной действующей длине антенны, равной 1 м, индекс i соответствует определенному варианту коммутации.

Подставляя в выражение (8) производную ВКДН (4)-(7), найдем выражения для нижней границы неравенства Крамера–Рао для случаев, изображенных на рис. 2. Тогда получим дисперсию оценки пеленга для различных видов коммутации.

1. Моноимпульсный ОП [7, 8, 12, 14]:

$$\sigma_{\theta,a}^2 \geq \frac{1}{\mu_0 \left(\frac{2\pi r}{\lambda} \right)^2 N}, \quad (9)$$

где $\mu_0 = \frac{|\dot{E}|^2 T_M}{N_0}$ – ОСШ в одном канале моноимпульсного ОП.

2. Двухканальный интерферометр с поочередной коммутацией любых двух пар АЭ с шагом k по кольцу:

$$\sigma_{\theta,b}^2 \geq \frac{1}{2\mu_0 \left(\frac{2\pi r}{\lambda} \right)^2 \sin^2 \left(\frac{\pi k}{N} \right)}, \quad (10)$$

где $\mu_0 = \frac{|\dot{E}|^2 T_M}{N_0} = \frac{N |\dot{E}|^2 T_M}{N_0} = N\mu_1$, μ_1 – ОСШ в одном канале двухканального интерферометра с формированием N пар АЭ; $k=1$ для схемы коммутаций, изображенной на рис. 2,б.

3. Двухканальный интерферометр с поочередной коммутацией одного из АЭ, выбранного в качестве опорного, с каждым АЭ КАР

$$\sigma_{\theta,\varepsilon}^2(\theta) \geq \frac{1}{\frac{\mu_0}{(N-1)} \left(\frac{2\pi r}{\lambda} \right)^2 N \left(\sin^2(\theta) + \frac{1}{2} \right)}, \quad (11)$$

где $\mu_0 = \frac{|\dot{E}|^2 T_M}{N_0} = \frac{(N-1) |\dot{E}|^2 T_M}{N_0} = (N-1)\mu_2$, μ_2 – ОСШ в одном канале двухканального интерферометра с постоянным опорным АЭ.

Как видно из выражения (11) потенциальная точность пеленгования ОП с ЭКАР при такой схеме коммутаций (рис. 2,в) имеет зависимость от направления угла прихода θ .

4. Двухканальный интерферометр с поочередной коммутацией центрального и одного из АЭ КАР

$$\sigma_{\theta,z}^2 \geq \frac{1}{\frac{\mu_0}{2} \left(\frac{2\pi r}{\lambda} \right)^2}, \quad (12)$$

где $\mu_0 = \frac{|\dot{E}|^2 T_M}{N_0} = \frac{N |\dot{E}|^2 T_M}{N_0 N} = N \mu_3$, μ_3 – ОСШ в одном канале двухканального интерферометра с опорным АЭ в геометрическом центре АС.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ СТАТИСТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для подтверждения достоверности полученных аналитических выражений для нижней границы дисперсии ошибки пеленгования выполнено статистическое моделирование для различных структур обнаружителей-пеленгаторов, использующих 7-элементную КАР.

На рис. 3 изображена зависимость энергетических ОСШ для моноимпульсного ОП в дБ ($\mu_0 = Z \mu_i$ в разгах), где Z – число коммутаций, $i=1,2,3$, в каналах ОП, обеспечивающих нормальную СКО $\sigma_\theta(\theta) = 1^\circ$, от отношения радиуса КАР к длине волны: линии соответствуют результатам аналитического расчета по формулам (9)-(12). Маркерами обозначены результаты статистического моделирования, полученные по 10^4 испытаниям.

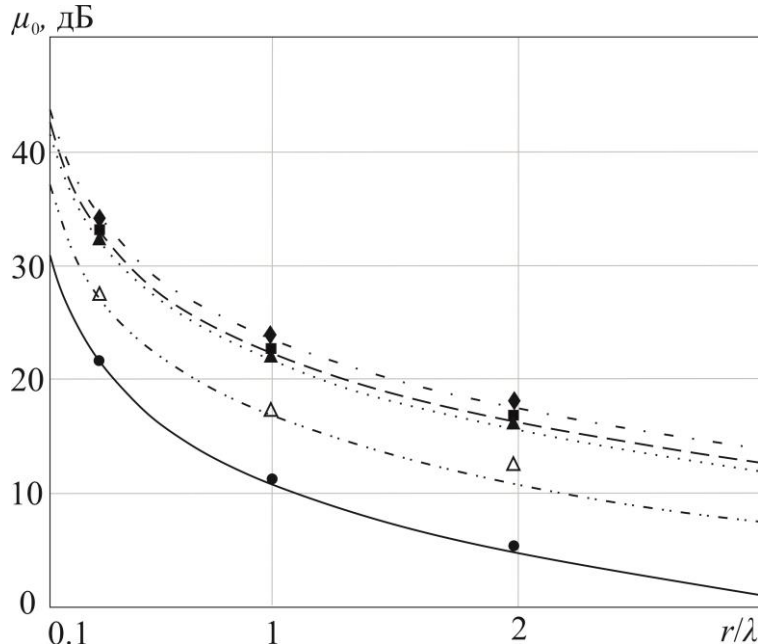


Рис. 3. График зависимости энергетических ОСШ в каналах ОП, обеспечивающих нормальную СКО пеленгования $\sigma_\theta(\theta) = 1^\circ$, от отношения радиуса АР к длине волны для 7-элементной КАР.

Сплошной кривой и круглыми маркерами изображена зависимость для моноимпульсного ОП (9), штрихпунктирной кривой и ромбовидными маркерами – зависимость для двухканального интерферометра с поочередной коммутацией двух соседних пар АЭ (10), пунктирной кривой и треугольными маркерами – зависимость для

двухканального интерферометра с поочередной коммутацией нулевого АЭ, выбранного в качестве опорного, с каждым АЭ КАР при нулевом направлении прихода, штриховой кривой с двумя пунктирами и незатушеванными треугольными маркерами – зависимость для двухканального интерферометра с поочередной коммутацией нулевого АЭ, выбранного в качестве опорного, с каждым АЭ КАР при истинном пеленге $\theta_0 = 90^\circ$ (11), штриховой кривой и квадратными маркерами – для двухканального интерферометра с поочередной коммутацией центрального и одного из АЭ КАР (12).

Из рисунка видно, что результаты статического моделирования с приемлемой точностью согласуются с результатами, полученными по модифицированным обобщенным выражениям, что позволяет использовать аналитические выражения (9)-(12) для расчета среднеквадратической ошибки пеленгования для КАР с рассматриваемыми вариантами коммутаций.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе получены точные аналитические выражения для оценки потенциальной точности пеленгования для произвольных характеристик направленности АС немоноимпульсного ОП, позволяющие определять пеленгационную чувствительность при заданной СКО, с использованием коммутируемого интерферометра.

Сравнение потенциально достижимых характеристик пеленгования ОП с КАР различной структуры, имеющей различные варианты коммутаций, показало, что пеленгование моноимпульсным ОП позволит достигать значительный энергетический выигрыш. При этом энергетический проигрыш немоноимпульсного ОП зависит от алгоритма коммутации, соотношения числа каналов приемника радиопеленгатора и числа АЭ, направления прихода радиоволны.

Полученные выражения позволят на этапе разработки пеленгаторов определять структуру АС, число каналов приемника и алгоритм опроса АЭ, обеспечивающие требуемую пеленгационную чувствительность по критерию нормальной СКО.

ЛИТЕРАТУРА

1. 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.
2. 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.
3. Сличенко М.П., Завалишина О.Н. Обобщенная оценка потенциальной точности пеленгования источников радиоизлучения многоканальным обнаружителем-пеленгатором в условиях сложной электромагнитной обстановки // Сборников трудов ХХІХ Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Т.1. – С. 192-199.
4. Афанасьев О.В., Сличенко М.П., Завалишина О.Н. Теорема о количестве информации Фишера в случае азимутального пеленгования многоканальным обнаружителем-пеленгатором с антенной системой произвольной структуры // Радиотехника, 2023, Т.87, №5. – С. 143-156.
5. Slichenko M.P., Zavalishina O.N., Artemova E.S. Generalized Cramer-Rao Bound in the Case of Azimuth and Elevation Direction Finding // 2023 Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT), 2023. – Pp. 182-185.

6. Виноградов А. Д., Дмитриев И. С., Ильин М. Ю., Козлов М. И., Сличенко М. П. Соломко Е. С. Предельная чувствительность широкодиапазонных радиопеленгаторов с эквидистантными кольцевыми антенными решетками из ненаправленных антенн // Антенны, 2013, № 5. – С. 18-29.
7. Саидов А.С., Тагилаев А.Р., Алиев Н.М., Асланов Г.К. Проектирование фазовых автоматических радиопеленгаторов. М.: Радио и связь. 1977. – 160 с.
8. Дубровин А.В. Потенциальная точность измерения направления на излучатель для пеленгационных средств с кольцевыми решетками // Антенны, 2006, № 2. – С. 29-31.
9. Ашихмин А. В., Крыжко И. Б., Токарев А. Б., Фатеев А. А. Исследование возможности пеленгования корреляционным интерферометром источников сигналов, расположенных в области Френеля // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2020, Т. 16, № 1. – С. 55-63.
10. 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.
11. 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.
12. 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.
13. 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.
14. Артемов М. Л., Афанасьев О. В., Сличенко М.П. Потенциальная точность совместного оценивания азимута и угла места направления прихода радиоволн от источников радиоизлучения // Антенны, 2018, № 5. – С. 38-46.
15. Соломко Е. С. Адаптивный алгоритм обнаружения и пеленгования плоской монохроматической радиоволны многоканальным многошкальным несинфазным радиопеленгатором // Радиотехника, 2013, № 12. – С. 129-135.
16. Ван Трис, Гарри Л. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т. 1. Теория обнаружения, оценок и линейная модуляция: Пер. с англ. / Под ред. проф. В.И. Тихонова. М.: Советское радио, 1972. – 744 с.
17. Рао С. Р. Линейные статистические методы и их применения: Пер. с англ. / Под ред. акад. Ю.В. Линника. М.: Наука, 1968. – 548 с.

REFERENCES

1. 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, 2021. – 556 p.
2. Slichenko M. P., Zavalishina O. N. The generalized Cramer – Rao bound for direction finding of radio sources in a complex electromagnetic environment. // Teoriya i tekhnika radiosvyazi, 2022, No. 4. – Pp. 41-45.
3. Slichenko M. P., Zavalishina O. N. Generalized estimation of the potential accuracy of direction finding of radio emission sources by a multichannel detector-direction finder

- under conditions of a complex electromagnetic environment. // XXIX International Scientific and Technical Conference “Radiolocation, Navigation, Communication” (RLNC*2023), Vol. 1. – Pp. 192-199.
4. Afanasyev O. V., Slichenko M. P., Zavalishina O. N. The theorem on the amount of Fisher’s information in the case of azimuth direction finding by a multichannel detector-direction finder with an antenna system of arbitrary structure. Moscow: Radio engineering, 2023, Vol. 87, No. 5. – Pp. 143-156.
 5. Slichenko M.P., Zavalishina O.N., Artemova E.S. Generalized Cramer-Rao Bound in the Case of Azimuth and Elevation Direction Finding. // 2023 Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT), 2023. – Pp. 182-185.
 6. Vinogradov A. D., Dmitriev I. S., Ilyin M. Y., Kozlov M. I., Slichenko M. P., Solomko E. S. The limiting sensitivity of wideband radio direction finders with equidistant circular array of omni-directional antennas. // *Antenny*, 2013, No. 5 (192). – Pp. 18-29.
 7. Saidov A. S., A. R. Tagilayev, N.M. Aliev, and G.K. Aslanov, Design of phase automatic radio direction finders. Moscow: Radio I svyaz Publ., 1997, 160 p.
 8. Dubrovin A.V. Potential accuracy of direction-to-emitter measurement for direction finding devices with ring arrays. // *Antenny*, 2006, No. 2. – Pp. 29-31.
 9. Ashikhmin A.V., Kryzhko I.B., Tokarev A.B., Fateev A.A. Research of possibility of directing by correlation interferometer of sources of signals located in the Fresnel field. // *The Bulletin of Voronezh State Technical University*, 2020, Vol. 16, No. 1. – Pp. 55-63.
 10. 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.
 11. 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.
 12. 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.
 13. 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.
 14. Artemov M. L., Afanasyev O. V., Slichenko M. P. Potential exactitude of a joint estimation of an azimuth and angle of elevation of arrival of radio waves from sources of radio-frequency radiation. // *Antenny*, 2018, No. 5. – Pp. 38-46.
 15. Solomko E. S. Adaptive algorithm of joint detection and direction finding of a flat monochromatic radio wave by multichannel multiscale not inphase radio direction finder. Moscow: Radio engineering, 2013, No. 12. – Pp. 129-135.
 16. Van Trees H. L., Bell K. L., Tian Z. Detection Estimation and Modulation Theory, Part I: Detection, Estimation, and Filtering Theory, 2nd Edition. John Wiley & Sons Limited, 2013. – 1176 p.
 17. Rao C.R. Linear Statistical Inference and its Applications. 2nd Edition. John Wiley & Sons, 2009. – 656 p.

ПРЕДСТАВЛЕНИЕ АЗИМУТАЛЬНО-УГЛОМЕСТНОЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ МОДИФИЦИРОВАННЫМ РЯДОМ КОТЕЛЬНИКОВА

А. Ю. Востров¹, И. С. Дмитриев¹, М. П. Сличенко¹

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрен вопрос представления азимутально-угломестной векторной комплексной диаграммы направленности антенной системы и её первых производных в виде модифицированного ряда Котельникова.

Ключевые слова: диаграмма направленности, азимут, угол места, интерполяция, дифференцирование, теорема отсчетов Котельникова.

REPRESENTATION OF THE AZIMUTH-ELEVATION ANGLE RADIATION PATTERN OF AN ANTENNA SYSTEM BY A MODIFIED KOTELNIKOV SERIES

A. Yu. Vostrov¹, I. S. Dmitriev¹, M. P. Slichenko¹

¹JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. The issue of representing a azimuth-elevation complex radiation pattern of antenna system elements and its first derivatives in the form of a modified Kotelnikov series.

Keywords: radiation pattern, azimuth, elevation angle, interpolation, differentiation, Kotelnikov's sampling theorem.

1. ВВЕДЕНИЕ

Азимутально-угломестная векторная комплексная диаграмма направленности (ВКДН) антенной системы (АС) используется в задачах пеленгации источников радиоизлучения [1]. Точность пеленгации напрямую зависит от того, насколько математическое (модельное) описание соответствует реальной диаграмме направленности АС. На практике ВКДН может быть рассчитана методами вычислительной электродинамики или измерена экспериментально в дискретном множестве направлений. Применение ньютоновских или квазиньютоновских численных методов оптимизации целевой функции в общем случае требует определить ВКДН как непрерывную функцию, а также иметь возможность вычислить как минимум её первые производные в произвольной точке. Для этих целей подходят методы интерполяции и дифференцирования 2π -периодических функций на основе модифицированного ряда Котельникова [2, 3].

Цель работы – представить азимутально-угломестную ВКДН и её первые производные в виде модифицированного ряда Котельникова.

2. ОСНОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

Введем в рассмотрение левую пространственную прямоугольную декартовую систему координат (СК) $\{O, X, Y, Z\}$, начало и оси которой фиксированы по отношению к фазовому центру (ФЦ) M -элементной АС. Ось OX коллинеарна с продольной осью АС, ось OY коллинеарна с поперечной осью, а ось OZ коллинеарна с нормальной осью АС и дополняет оси OX и OY до левой тройки векторов.

ВКДН [1] характеризует зависимость M -элементного вектор-столбца комплексных коэффициентов преобразования комплексной амплитуды напряженности поля плоской гармонической радиоволны в ФЦ АС, пришедшей с направления, заданном в СК α – углом азимута и ε – углом места, в комплексные амплитуды напряжений на номинальных нагрузках, подключенных к M выходам АС; α – угол между OX и проекцией на плоскость XOY направления из O в заданную точку, измеряемый в радианах в пределах $[0, 2\pi)$ и отсчитываемый от OX по ходу часовой стрелки, если смотреть по OZ вниз; ε – угол между направлением из O в заданную точку и плоскостью XOY , измеряемый в радианах в пределах $[-\pi/2, \pi/2]$, отсчитываемый от упомянутой плоскости с положительным или отрицательным знаками, в случае если заданная точка находится соответственно выше или ниже упомянутой плоскости. Для упрощения дальнейших рассуждений будем рассматривать ВКДН одного элемента АС, которую обозначим $\dot{H}(\alpha, \varepsilon)$.

В качестве тестового примера рассмотрим реальную часть элемента ВКДН АС, рассчитанной в САПР ANSYS Electronics Desktop [4]. Её рельеф представлен контуром на азимутально-угломестной плоскости на рисунке 1 а) и в СК на рисунке 1 б).

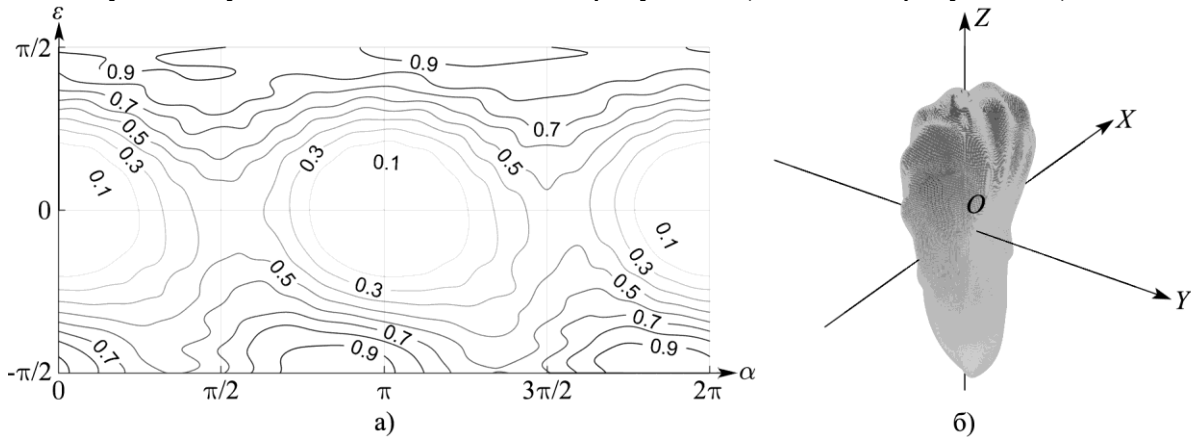


Рис. 1. Рельеф тестовой $\dot{H}(\alpha, \varepsilon)$ в азимутально-угломестной а) и трехмерной б) СК

3. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В [5] показано, что гладкая 2π -периодическая функция двух вещественных переменных $f(t_1, t_2)$ с финитным спектром Фурье может быть восстановлена с нулевой ошибкой усечения в виде суммы произведения её дискретных эквидистантных отсчетов (ДЭО) на элементы модифицированного ряда Котельникова:

$$f(t_1, t_2) = \sum_{n_1=1}^{N_1} \sum_{n_2=1}^{N_2} \left[\Psi \left(t_1 - \frac{2\pi(n_1-1)}{N_1}, N_1 \right) \Psi \left(t_2 - \frac{2\pi(n_2-1)}{N_2}, N_2 \right) f(n_1, n_2) \right], \quad (1)$$

где $\{t_1, t_2\}$ – точка интерполяции значения функции, N_1 и N_2 – целое число эквидистантных отсчетов функции на период по аргументам t_1 и t_2 , $N_1 > 2F_1$, $N_2 > 2F_2$, F_1 и F_2 – номера наивысших гармоник в спектре функции по её первому и второму аргументу, $f(n_1, n_2) = f \left(\frac{2\pi(n_1-1)}{N_1}, \frac{2\pi(n_2-1)}{N_2} \right)$, $n_1 = \overline{1, N_1}$, $n_2 = \overline{1, N_2}$, – элемент матрицы размера $N_1 \times N_2$ ДЭО функции взятых в узлах двумерной эквидистантной сетки на период, ядро разложения имеет вид:

$$\Psi(t, N) = \frac{1}{N} \begin{cases} \sin(Nt/2) \cot(t/2), N - \text{чёт}, \\ \sin(Nt/2) \operatorname{cosec}(t/2), N - \text{нечет}, \end{cases}$$

причем для случая функции с финитным спектром Фурье в [2, 3] показано, что ядро разложения имеет следующее представление:

$$\Psi(t, N) = \frac{1}{N} + \frac{1}{N} \begin{cases} \sum_{n=1}^{(N/2)-1} [2 \cos(nt)] + \cos(N/2t), N - \text{чёт}, \\ \sum_{n=1}^{(N-1)/2} [2 \cos(nt)], N - \text{нечет}. \end{cases} \quad (2)$$

Частные производные (1), согласно [5], можно выразить через сумму произведений отсчетов функции на соответствующие производные ядер разложения (2):

$$\frac{\partial f(t_1, t_2)}{\partial t_1} = \sum_{n_1=1}^{N_1} \sum_{n_2=1}^{N_2} \left[\frac{\partial}{\partial t_1} \Psi\left(t_1 - \frac{2\pi(n_1-1)}{N_1}, N_1\right) \Psi\left(t_2 - \frac{2\pi(n_2-1)}{N_2}, N_2\right) f_{(n_1, n_2)} \right], \quad (3)$$

$$\frac{\partial f(t_1, t_2)}{\partial t_2} = \sum_{n_1=1}^{N_1} \sum_{n_2=1}^{N_2} \left[\Psi\left(t_1 - \frac{2\pi(n_1-1)}{N_1}, N_1\right) \frac{\partial}{\partial t_2} \Psi\left(t_2 - \frac{2\pi(n_2-1)}{N_2}, N_2\right) f_{(n_1, n_2)} \right], \quad (4)$$

где производная ядра разложения $\frac{\partial}{\partial t} \Psi(t, N)$ по аргументу t имеет вид:

$$\frac{\partial}{\partial t} \Psi(t, N) = \frac{1}{N} \begin{cases} \sum_{n=1}^{(N/2)-1} [-2n \sin(nt)] - N/2 \sin(N/2t), N - \text{чёт}, \\ \sum_{n=1}^{(N-1)/2} [-2n \sin(nt)], N - \text{нечет}. \end{cases}$$

Функция $\dot{H}(\alpha, \varepsilon)$ отличается от рассмотренной выше $f(t_1, t_2)$ тем, что область её определения по второй переменной ограничена полупериодом. Любая функция, заданная на ограниченной области определения, может быть периодически продолжена повторением её копий. В случае азимутально-угломестной $\dot{H}(\alpha, \varepsilon)$ можно определить периодическую функцию $\dot{\aleph}(\alpha, \varepsilon)$ в области определения $\{\alpha \in (-\infty, \infty), \varepsilon \in (-\infty, \infty)\}$:

$$\dot{\aleph}(\alpha, \varepsilon) = \dot{H}(\operatorname{mod}(\alpha, 2\pi), \operatorname{mod}(\varepsilon + \pi/2, \pi) - \pi/2), \quad (5)$$

где $\operatorname{mod}(x, y)$ – остаток от деления x на y .

На рисунке 2 показан график $\dot{\aleph}(\alpha, \varepsilon)$, построенной на основе тестовой $\dot{H}(\alpha, \varepsilon)$ согласно (5). Область определения $\dot{H}(\alpha, \varepsilon)$ залита градиентом, чтобы проиллюстрировать принцип компоновки $\dot{\aleph}(\alpha, \varepsilon)$ из копий $\dot{H}(\alpha, \varepsilon)$. Так как тестовая $\dot{H}(\alpha, \varepsilon)$ закольцована по азимуту, то на стыке копий в $\alpha = 0$ и $\alpha = 2\pi$ рельеф функции гладкий, в то время как по углу места в $\varepsilon = \pi/2$ и $\varepsilon = -\pi/2$ наблюдается разрыв, таким образом, $\dot{\aleph}(\alpha, \varepsilon)$ является кусочно-гладкой.

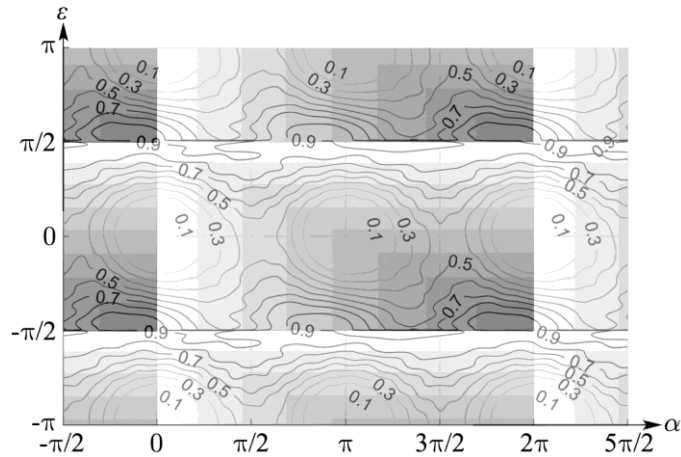


Рис. 2. Рельеф $\mathring{N}(\alpha, \varepsilon)$ на основе тестовой $\mathring{N}(\alpha, \varepsilon)$ в координатах $\{\alpha, \varepsilon\}$

Наличие у $\mathring{N}(\alpha, \varepsilon)$ разрывов приводит при её интерполяции модифицированным рядом Котельникова к появлению вблизи них ошибок в виде затухающих осцилляций – так называемое явление Гиббса или ошибка усечения [6]. График соответствующих ошибок интерполяции $\mathring{N}(\alpha, \varepsilon)$ для случая тестовой $\mathring{N}(\alpha, \varepsilon)$ показан на рисунке 3.

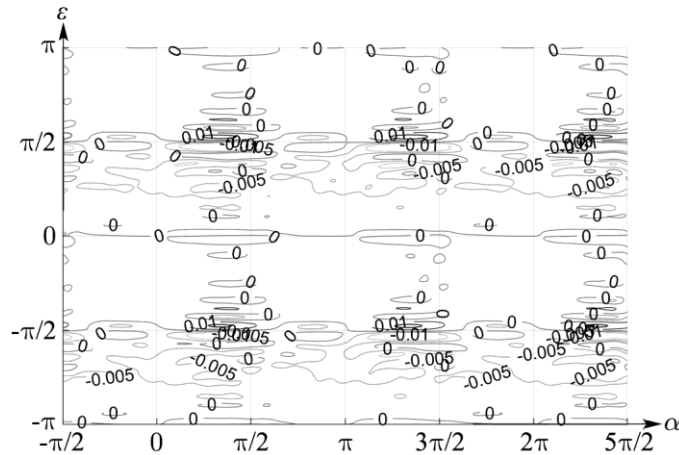


Рис. 3. Ошибки интерполяции $\mathring{N}(\alpha, \varepsilon)$ построенной на основе тестовой $\mathring{N}(\alpha, \varepsilon)$

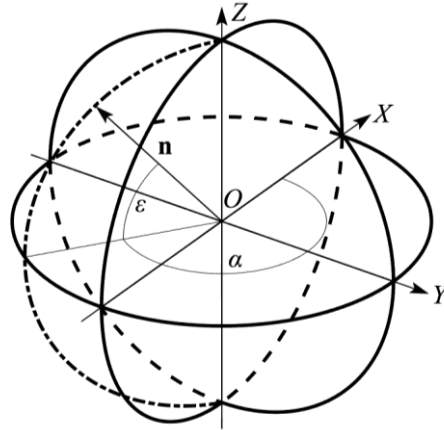
Интерполяция гладкой азимутально-угломестной ВКДН с нулевой ошибкой усечения модифицированным рядом Котельникова требует определить на её основе вспомогательную гладкую двумерную 2π -периодическую функцию и выразить её ДЭО через отсчеты ВКДН в сетке азимутально-угломестных координат.

4. ПЕРИОДИЧЕСКОЕ ПРОДОЛЖЕНИЕ ВКДН

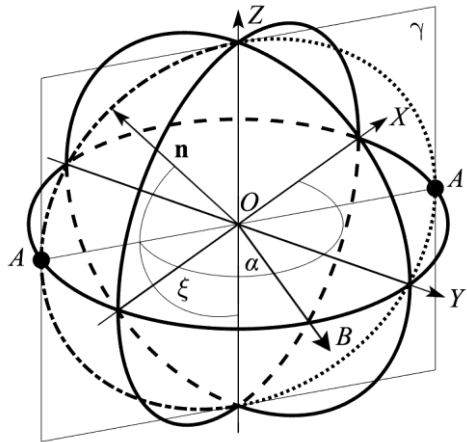
Азимут и угол места, заданные в пределах $\alpha \in [0, 2\pi)$, $\varepsilon \in [-\pi/2, \pi/2]$ и соответствующие им векторы направляющих косинусов (ВНК) в СК:

$$\mathbf{n} = (\cos \alpha \cos \varepsilon \quad \sin \alpha \cos \varepsilon \quad \sin \varepsilon)^T,$$

однозначно описывают все множество возможных направлений прихода сигнала в ФЦ АС, при этом ВНК направлены на геометрическое место точек (ГМТ) которое образует сферу единичного радиуса с центром в начале СК, как показано на рисунке 4.

Рис. 4. Азимут α , угол места ε и ВНК \mathbf{n} в СК

Предположим, что $\dot{N}(\alpha, \varepsilon)$ является гладкой функцией во всей области определения. Каждому фиксированному значению азимута α соответствует множество значений угла места $\varepsilon \in [-\pi/2, \pi/2]$, что соответствует ГМТ, образующих дугу на поверхности сферы, проходящую через точку $A = \{\cos \alpha, \sin \alpha, 0\}$, показанную на рисунке 5 штрихпунктирной линией. Симметрично её находится дуга, соответствующая азимуту $(\alpha + \pi)$, проходящую через точку $A' = \{-\cos \alpha, -\sin \alpha, 0\}$, которая показана на рисунке 5 точечной линией. Обе дуги лежат в плоскости γ и в совокупности образуют окружность с центром в начале СК. Поскольку $\dot{N}(\alpha, \varepsilon)$ является гладкой в каждой точке образующей сферы, то она будет гладкой и в точках образующих окружность.

Рис. 5. Угол ξ и ВНК \mathbf{n} в плоскости γ

Определим для фиксированного α величину ξ как угол между отрицательной полуосью OZ и ВНК из O в заданную точку, лежащем в плоскости γ , проходящей через ось OZ и точку A , отсчитываемый от отрицательной полуоси OZ по ходу часовой стрелки в пределах $\xi \in [0, 2\pi)$, если смотреть по вектору $OB = OA \times OZ$ вниз. Здесь $(\mathbf{x} \times \mathbf{y})$ – оператор векторного произведения векторов \mathbf{x} и \mathbf{y} .

Для фиксированного значения азимута α угол $\xi \in [0, 2\pi)$ описывает ГМТ с координатами $\{\cos \alpha \cos \xi, \sin \alpha \cos \xi, \sin \xi\}$, образующих указанную выше окружность. Таким образом, каждому значению азимута из диапазона $\alpha \in [0, 2\pi)$ можно сопоставить гладкую функцию $\dot{\Theta}(\alpha, \xi)$ в диапазоне $\xi \in [0, 2\pi)$. Поскольку диапазону $\xi \in [0, \pi]$

соответствует диапазон $\varepsilon \in [-\pi/2, \pi/2]$, где угол ε монотонно растет, а диапазону $\xi \in (\pi, 2\pi)$ соответствует диапазон $\varepsilon \in (\pi/2, -\pi/2)$ в котором угол ε монотонно убывает и азимут α увеличивается на π , то выразим вспомогательную гладкую двумерную 2π -периодическую $\dot{\Theta}(\alpha, \xi)$ как кусочно-заданную функцию на основе азимутально-угломестной $\dot{H}(\alpha, \varepsilon)$:

$$\dot{\Theta}(\alpha, \xi) = \begin{cases} \dot{H}(\alpha, \xi - \pi/2), & \text{mod}(\xi, 2\pi) \in [0, \pi], \\ \dot{H}(\alpha + \pi, 3\pi/2 - \xi), & \text{mod}(\xi, 2\pi) \notin [0, \pi]. \end{cases} \quad (6)$$

Таким образом, $\dot{\Theta}(\alpha, \xi)$ представляет собой комбинацию копии $\dot{H}(\alpha, \varepsilon)$ и её зеркального отражения по аргументу ε , циклически сдвинутого влево по аргументу α на величину π .

На рисунке 6 показан график $\dot{\Theta}(\alpha, \xi)$, построенной на основе тестовой $\dot{H}(\alpha, \varepsilon)$ согласно (6). Из приведенного графика видно, что полученная двумерная функция является гладкой по обоим аргументам. Аналогично рисунку 2 на графике градиентная заливка поясняет принцип компоновки $\dot{\Theta}(\alpha, \xi)$ из копий $\dot{H}(\alpha, \varepsilon)$.

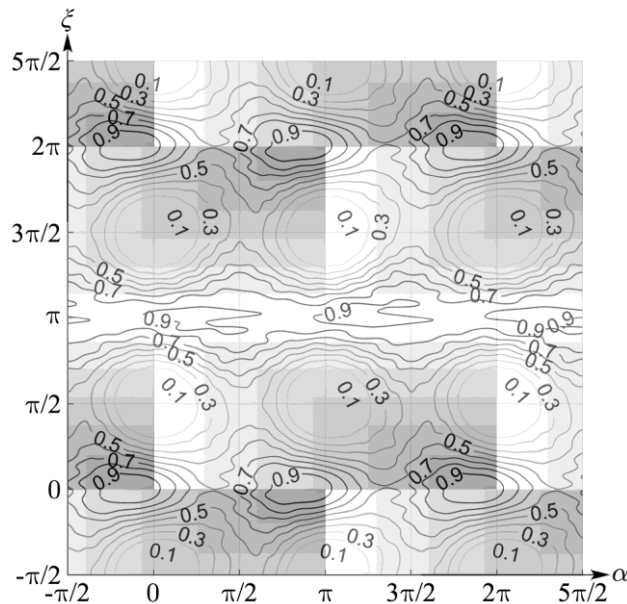


Рис. 6. Рельеф $\dot{\Theta}(\alpha, \xi)$ на основе тестовой $\dot{H}(\alpha, \varepsilon)$ в координатах $\{\alpha, \xi\}$

Для случая тестовой $\dot{H}(\alpha, \varepsilon)$ график ошибок интерполяции $\dot{\Theta}(\alpha, \xi)$: $\Delta e(\alpha, \xi) = \dot{\Theta}(\alpha, \xi) - \dot{H}(\alpha, \xi - \pi/2)$ в области определения $\{\alpha \in [0, 2\pi), \xi \in [0, \pi]\}$, совпадающей с исходной областью определения $\dot{H}(\alpha, \varepsilon)$ показан на рисунке 7. Из графика видно, что ошибки интерполяции на основе модифицированного ряда Котельникова для случая гладкой $\dot{\Theta}(\alpha, \xi)$ существенно меньше соответствующих ошибок для кусочно-гладкой $\dot{H}(\alpha, \varepsilon)$ (рисунок 3) и имеют порядок ошибок округления.

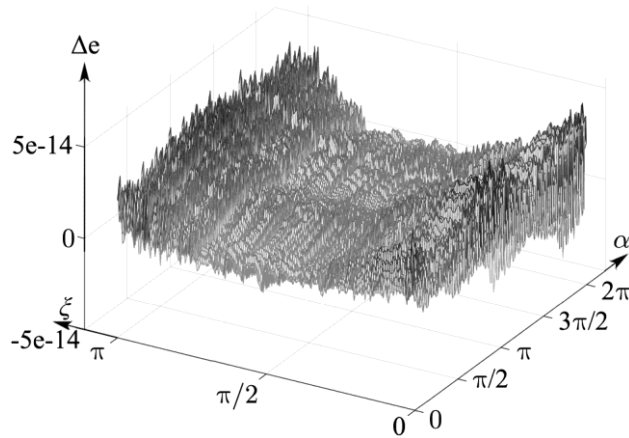


Рис. 7. Ошибки интерполяции $\dot{\Theta}(\alpha, \xi)$ построенной на основе тестовой $\dot{H}(\alpha, \varepsilon)$

5. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ АЗИМУТАЛЬНО-УГЛОМЕСТНОЙ ВКДН И ЕЁ ПРОИЗВОДНЫХ МОДИФИЦИРОВАННЫМ РЯДОМ КОТЕЛЬНИКОВА

Предположим, что гладкая $\dot{H}(\alpha, \varepsilon)$ представлена ДЭО $\dot{H}(n_\alpha, n_\varepsilon) = \dot{H}((n_\alpha - 1)\Delta\alpha, (n_\varepsilon - 1)\Delta\varepsilon)$, $n_\alpha = \overline{1, N_\alpha}$, $n_\varepsilon = \overline{1, N_\varepsilon}$, где N_α и N_ε – целые положительные числа. Отсчеты взяты с шагом $\Delta\alpha = 2\pi/N_\alpha$ по азимуту в диапазоне $\alpha \in [0, 2\pi)$ и $\Delta\varepsilon = \pi/(N_\varepsilon - 1)$ по углу места в диапазоне $\varepsilon \in [-\pi/2, \pi/2]$, причем величины $\Delta\alpha$ и $\Delta\varepsilon$ удовлетворяют условию применимости теоремы отсчетов Котельникова. Поскольку каждому дискретному значению азимута должно соответствовать его симметричное значение, значит, N_α должно быть четным. Так как шаг дискретизации по углу ξ равен $\Delta\varepsilon$, то число отсчетов в диапазоне $\xi \in [0, 2\pi)$ можно найти из уравнения: $N_\xi = 2\pi/\Delta\varepsilon = 2N_\varepsilon - 2$.

Выразим $\dot{\Theta}(\alpha, \xi)$ согласно (1), с учетом (6), на основе ДЭО $\dot{H}(n_\alpha, n_\varepsilon)$:

$$\dot{\Theta}(\alpha, \xi) = \sum_{n_\alpha=1}^{N_\alpha} \sum_{n_\xi=1}^{N_\xi} \left[\Psi(\alpha - (n_\alpha - 1)\Delta\alpha, N_\alpha) \Psi(\xi - (n_\xi - 1)\Delta\varepsilon, N_\xi) \dot{H}(n_\alpha, n_\xi) \right], \quad (7)$$

где модифицированные индексы отсчетов (n_α, n_ξ) вычисляются по формулам:

$$n_\alpha = \begin{cases} n_\alpha, & n_\xi \leq N_\varepsilon, \\ \text{mod}(n_\alpha + N_\alpha/2 - 1, N_\alpha) + 1, & n_\xi > N_\varepsilon, \end{cases}$$

$$n_\xi = \begin{cases} n_\xi, & n_\xi \leq N_\varepsilon, \\ N_\xi - n_\xi + 2, & n_\xi > N_\varepsilon. \end{cases}$$

Частные производные $\dot{\Theta}(\alpha, \xi)$, аналогично (3) и (4), выразим формулами:

$$\frac{\partial \dot{\Theta}(\alpha, \xi)}{\partial \alpha} = \sum_{n_\alpha=1}^{N_\alpha} \sum_{n_\xi=1}^{N_\xi} \left[\frac{\partial}{\partial \alpha} \Psi(\alpha - (n_\alpha - 1)\Delta\alpha, N_\alpha) \Psi(\xi - (n_\xi - 1)\Delta\varepsilon, N_\xi) \dot{H}(n_\alpha, n_\xi) \right], \quad (8)$$

$$\frac{\partial \dot{\Theta}(\alpha, \xi)}{\partial \xi} = \sum_{n_\alpha=1}^{N_\alpha} \sum_{n_\xi=1}^{N_\xi} \left[\Psi(\alpha - (n_\alpha - 1)\Delta\alpha, N_\alpha) \frac{\partial}{\partial \xi} \Psi(\xi - (n_\xi - 1)\Delta\varepsilon, N_\xi) \dot{H}(n_\alpha, n_\xi) \right]. \quad (9)$$

Из (6), с учетом (7) – (9), запишем представление для элементов ВКДН и их первых производных модифицированным рядом Котельникова в виде:

$$\begin{aligned}\dot{H}(\alpha, \varepsilon) &= \dot{\Theta}(\alpha, \varepsilon + \pi/2), \\ \frac{\partial \dot{H}(\alpha, \varepsilon)}{\partial \alpha} &= \frac{\partial \dot{\Theta}(\alpha, \varepsilon + \pi/2)}{\partial \alpha}, \\ \frac{\partial \dot{H}(\alpha, \varepsilon)}{\partial \varepsilon} &= \frac{\partial \dot{\Theta}(\alpha, \varepsilon + \pi/2)}{\partial \xi}.\end{aligned}$$

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Получены выражения для представления векторной комплексной диаграммы направленности антенной системы и её первых производных в виде модифицированного ряда Котельникова на основе её дискретных эквидистантных отсчетов в сетке азимутально-угломестных координат.

ЛИТЕРАТУРА

1. Артемов М.Л., Борисов В.И., Маковий В.А., Сличенко М.П. Автоматизированные системы управления, радиосвязи и радиоэлектронной борьбы. / Под ред. М.Л. Артемова. М.: Радиотехника, 2021. – 556 с.
2. Дмитриев И.С., Сличенко М.П. Представление периодических функций с финитным спектром Фурье в виде модифицированного ряда Котельникова. // Радиотехника и электроника, 2015, № 5(60). – С. 529–534.
3. Дмитриев И.С., Сличенко М.П. Особенности интерполяции 2π -периодических функций с финитным спектром Фурье на основе теоремы отсчетов. // Журнал Радиоэлектроники, 2014, №1. – С. 1–10.
4. ANSYS Electronics Desktop. URL: <http://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>. (дата обращения 15.12.2023).
5. Сличенко М.П. Представление многомерных периодических функций в виде конечной взвешенной суммы отсчетных значений. // Радиотехника и электроника. 2014. Т. 59. № 10. – С. 1042–1048.
6. Хемминг Р.В. Цифровые фильтры. Пер. с англ. / Под ред. А.М. Трахтмана М.: Сов. радио, 1980. – 224 с.

REFERENCES

1. Artemov M.L., Borisov V.I., Makovy V.A., Slichenko M.P. Automated control systems, radio communications and electronic warfare. / Ed. M.L. Artemov. M.: Radio engineering, 2021. – 556 p.
2. Dmitriev I.S., Slichenko M.P. Representation of periodic functions with finite Fourier spectrum by a modified Kotelnikov series. // Radio engineering and electronics, 2015, No. 5 (60). – Pp. 529–534.
3. Dmitriev I.S., Slichenko M.P. Features of interpolation of 2π -periodic functions with a finite Fourier spectrum based on the sampling theorem. // Journal of Radioelectronics, 2014, No. 1. – Pp. 1–10.
4. ANSYS Electronics Desktop. URL: <http://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>. (access date 15.12.2023).
5. Slichenko M.P. Representation of multidimensional periodic functions in the form of a finite weighted sum of reference values. // Radio engineering and electronics. 2014. T. 59. No. 10. – Pp. 1042–1048.
6. Hamming R.W. Digital filters. Trans. from Eng. / Ed. A.M. Trakhman M.: Soviet radio, 1980. – 224 p.

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРОСЕТЕВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В СИСТЕМАХ РАДИО- И РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ

Е. В. Кравцов¹, И. А. Сидоренко¹

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

Аннотация. Проведен анализ контролируемых параметров объектов защиты системы радио- и радиотехнического контроля, разработан вектор входных признаков, а также правила распознавания и классификации данных объектов, выявления их демаскирующих признаков при проведении инструментального контроля.

Ключевые слова: нейронная сеть, инструментальный контроль, радио- и радиотехнический контроль, демаскирующие признаки.

APPLICATION OF NEURAL NETWORK TECHNOLOGIES IN RADIO AND RADIO ENGINEERING CONTROL SYSTEMS

E. V., Kravtsov¹, I. A. Sidorenko¹

¹MESC AF «Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. The analysis of the controlled parameters of the objects of protection of the radio and radio engineering control system was carried out, the vector of input features was developed, as well as the rules for recognizing and classifying these objects, identifying their unmasking features during instrumental control.

Keywords: neural network, instrumental control, radio and radio engineering control, unmasking signs.

1. ВВЕДЕНИЕ

Проведение разведывательных мероприятий иностранными государствами (ИГ) в настоящее время характеризуется увеличением количества средств разведки и объектов защиты (ОЗ), охраняемые сведения (ОС) о которых проявляются в разных физических полях [1]. В связи с этим, существенно повышается роль и место многофункциональных средств подсистемы радио- и радиотехнического контроля (РРТК) Единой системы комплексного технического контроля защиты информации и противодействия техническим средствам разведки Вооруженных Сил Российской Федерации (ЕС КТК ВС РФ), как важного фактора успешного решения широкого круга задач оперативного, оперативно-тактического и тактического характера.

Анализ возможностей технических разведок ИГ по добыванию сведений военного и военно-технического характера о состоянии, деятельности и развитии ВС РФ показывает, что ведущие страны мира продолжают модернизировать свои разведывательные службы, совершенствуют техническую разведку, наращивают ее возможности [2]. Одним из наиболее информативных и оперативных видов технической разведки является радио- и радиотехническая разведка (РРТР), аппаратура которой размещается на различных видах носителей.

Возрастающая динамика оперативной обстановки, связанная с частыми перемещениями объектов РРТК, приводит к существенному повышению требований к комплексам и средствам РРТК и применяемому методическому аппарату мер противодействия (ПД) в предполагаемых районах дислокации объектов для повышения их живучести.

Однако современные средства и комплексы РРТК не в полном объеме обеспечивают требования по ведению инструментального контроля, это не позволяет обеспечить требуемый уровень оперативности обнаружения и распознавания источников радиоизлучения (ИРИ), автоматизации процесса выявления и классификации демаскирующих признаков (ДП) ОЗ на этапах вторичной и третичной обработки результатов РРТК и оценки разведдоступности и обоснования рациональных мер по ПД РРТР.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Исходя из существующих проблем в области РРТК, задача исследования состоит в разработке нейросетевого алгоритма, реализующий вторичный и третичный этапы обработки результатов РРТК по кумулянтным признакам сигналов специальных радиоэлектронных средств (РЭС) в комплексах и средствах РРТК с учетом требований, предъявляемых к средствам информационного обеспечения подсистемы РРТК ЕС КТК.

3. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Расширение функциональных и технических возможностей комплексов и средств РРТР, изменение условий боевого применения подсистемы РРТК ЕС КТК, увеличение номенклатуры ОЗ, расширение видов технических каналов утечки информации, а также пространственное распределение ОЗ на территории нашей страны и на военных базах ИГ определили необходимость модернизации подсистемы РРТК ЕС КТК. Современные средства и комплексы РРТК не в полном объеме обеспечивают требования по ведению инструментального контроля, это не позволяет обеспечить требуемый уровень оперативности обнаружения и распознавания источников радиоизлучения, автоматизации процесса выявления и классификации ДП ОЗ на этапах вторичной и третичной обработки результатов РРТК, на этапах оценки разведдоступности и обоснования рациональных мер по противодействию (ПД) РРТР.

В работе [3] применен статистический и нейросетевой подходы для обработки результатов в современных системах РРТК. Результаты работ [4–6] направлены на повышение функциональной устойчивости приемного тракта средств РРТК, прием и обработку сигналов на процедурах безмультипликативной обработки, что обеспечивает реализацию режима функциональной устойчивости для базовых радиотехнических операций. Предлагаемые в [4–6] алгоритмы обработки сигналов позволяют повысить эффективность применения средств РРТК в условиях сложной РЭО.

Полученные на текущем этапе результаты требуют дальнейшего развития и учета новых факторов, определяющих современные условия функционирования средств и комплексов РРТК. Для достижения требуемого уровня оперативности решения задач РРТК необходимо автоматизировать процесс вторичной и третичной обработки результатов контроля в аппаратуре РРТК за счет применения нейросетевых технологий, обрабатывающих статистические параметры сигналов и реализующих классификацию, распознавание радиосигналов, определение их принадлежности, выявление истинных и ложных ДП ОЗ [7]. Нейросетевой подход для распознавания и классификации сигналов ОЗ [8, 9], может быть использован в алгоритмах инструментального РРТК. Однако, необходимо определить правила выбора логических решений для объединения кумулянтных признаков в группы и классы ДП ОЗ.

Использование нейросетевого подхода в задачах распознавания сигнальных ДП специальных РЭС сводится в общем случае к нахождению информативных параметров сигналов, проведению обучения нейронной сети и использованию обученной нейронной сети для распознавания.

Группы информативных параметров сигнальных ДП специальных РЭС можно классифицировать на кумулянтные и спектральные характеристики. Использование многослойной нейронной сети показывает адаптировать алгоритмы формирования решающего правила в зависимости от условий обучения, вероятность распознавания ОС в сигнальных ДП специальных РЭС должна быть не ниже 0,8. Кумулянтные признаки должны иметь значительные отличия между различными классами ОС и иметь незначительные, индивидуальные отличия между однотипными ОС. Объекты разных классов будут создавать свои области, частично включенные в объекты данного класса.

Разработка правил распознавания и классификации классов (объектов) РРТР можно осуществить с применением различных подходов к построению нейронной сети. В соответствии с теоремами Колмогорова-Арнольда и Хехт-Нильсона для полученной структуры [6], состоящей из входного вектора (4) и ожидаемых результатов выбран трехслойный персептрон с 17 входами, 8 выходами, которые могут варьироваться в зависимости от количества ОС в БД и 500 нейронами на каждом скрытом слое с прямыми полными связями фиксированной размерности (рисунок 1). Первый скрытый слой отвечает за реализацию алгоритма вторичной обработке сигнала на основе полученных на первом этапе кумулянтов, а второй слой – за третичную обработку, реализующую однозначную классификацию РЭС и выявления ее ДП.

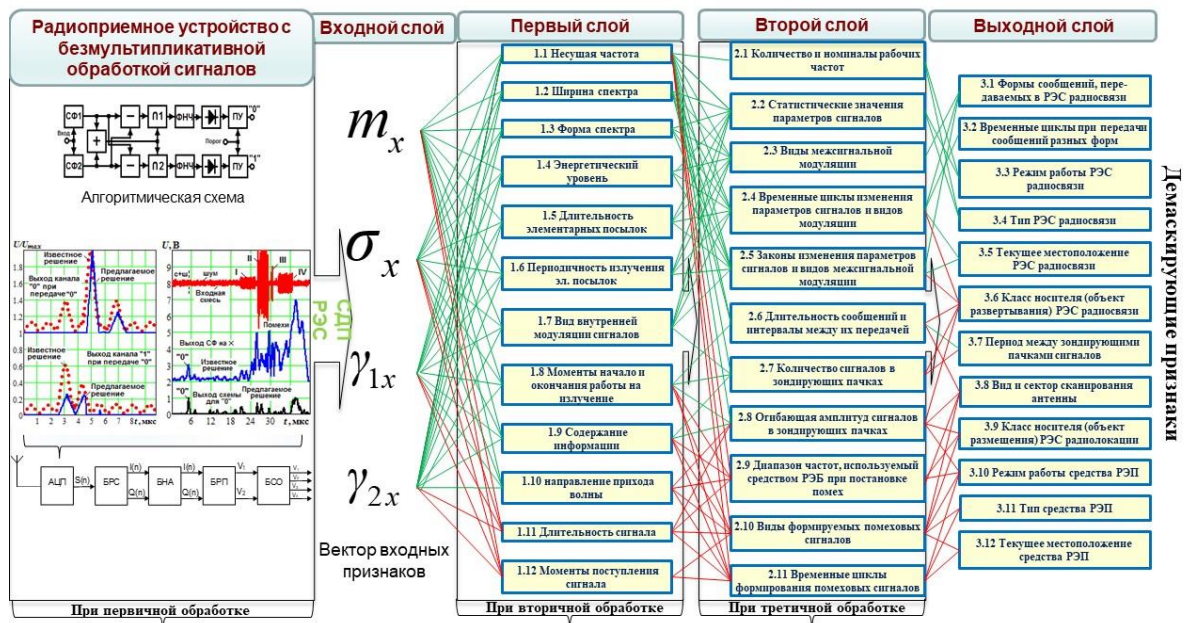


Рис. 1. Структура трехслойного персептрона.

Для данной сети характерно построение взвешенной суммы входных значений с поправкой для каждого элемента, затем полученное значение пропускается через передаточную функцию и получается выходное значение для каждого элемента. Распространение значений СКО происходит от выходов элемента к его входам – процедура обратного распространения. Для решения задачи обучения необходимо решить задачу минимизации функции ошибки $E(\omega)$, где ω определяет совокупность весовых коэффициентов.

Функция $E(\omega)$ для входных значений определяется как

$$E(\omega) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \omega_i^2, \quad (1)$$

где $\omega = t_i - \alpha_i$, t_i – желаемый выход нейрона i ; α_i – активированный выход нейрона i .

Результирующий сигнал на входе нейрона определяется выражением

$$x_j^l = f \left[\sum_i (x_i^{l-1} \cdot w_{i,j}^{l-1} + b_j^{l-1}) \right], \quad (2)$$

где x_i^l – карта признаков для нейрона; $f[\dots]$ – функция активации; b_j^{l-1} – коэффициент сдвига; $w_{i,j}^{l-1}$ – элемент матрицы весовых коэффициентов. Следовательно

$$\frac{\partial x_i}{\partial w_{j,i}} = \alpha_i. \quad (3)$$

После преобразований получаем итоговую функцию для нейрона

$$\frac{\partial E}{\partial w_{j,i}} = -(t_i - \alpha_i) f'(x_i) x_j. \quad (4)$$

Для нейронов выходного слоя получаем

$$\delta_i = -(t_i - \alpha_i) f'(x_i). \quad (5)$$

Для нейронов скрытого слоя получаем

$$\delta_i = f'(x_i) \sum_j \delta_j w_{j,i}. \quad (6)$$

Обучение программного обеспечения, основанного на разработанной модели нейронной сети, проведено с применением 3 баз данных кумулянтных признаков, в каждой до 1500 различных передаваемых сигналов (IQ файлов), приблизительно по 50-80 записей сигналов с различных ОЗ, различных условиях применения, наличием и отсутствием ДП.

Для тестирования и обучения в программное обеспечение интегрирован модуль, запускающий обучение. Для этого на вход сети подаются сегменты и последовательно обрабатываются через все слои обучения. Полученная обучающая выборка состоит из 11483 батчей по 512 семплов, что соответствует одной полностью пройденной модели (эпоха). В случаи тестирования и обучения на 3 базах данных по 1500 сигналов время обработки 1 эпохи заняло около 20 минут. Модель, обученная на 10 эпохах, способна классифицировать до 80 различных ДП ОЗ с вероятностью 0.94. Пример классификации в обученном программном обеспечении представлен на рисунке 2. Для увеличения количества распознаваемых ДП или повышения вероятности, необходимо увеличить количество тестовых моделей для обучения и (или) количество эпох обучения.

Кроме того, для приближения условий контроля к реальным, случайным образом на сигналы наложены шумы: 1) для первой базы по нормальному закону распределения; 2) для второй базы по равномерному закону распределения; 3) для третьей базы по рэлеевскому закону распределения. В этом случае отношение сигнал/шум выбирается случайным образом.

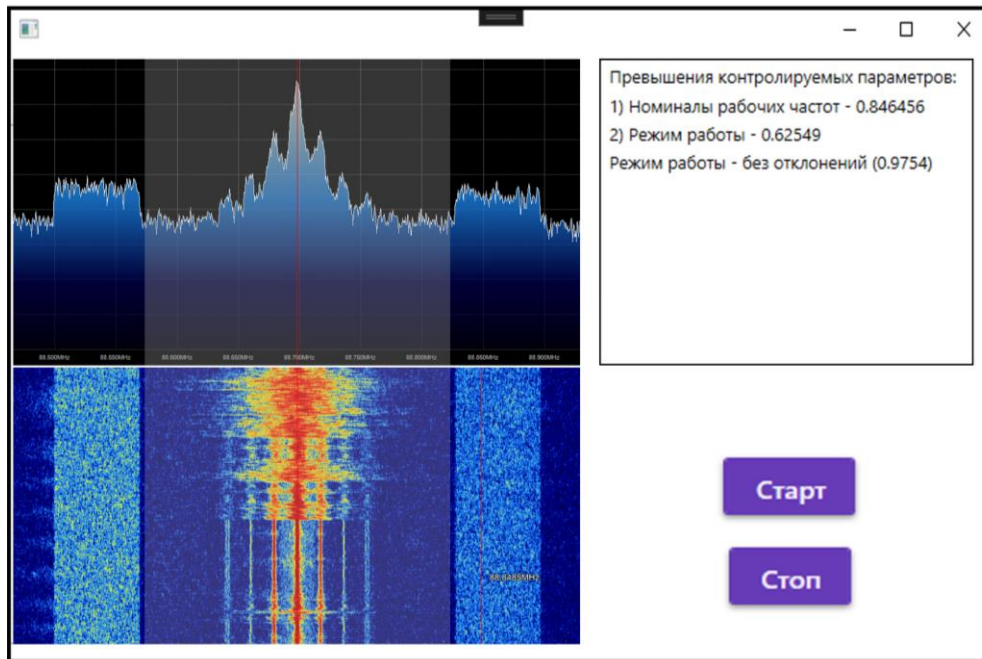


Рис. 2. Пример реализации вторичной обработки сигнала

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Повышение качества инструментального контроля в сложной помеховой обстановке является актуальной задачей и может эффективно решаться путем применения нейросетевого подхода. Разработанный алгоритм повышения качества вторичной и третичной обработки информации за счет применения нейросетевых технологий, позволяет повысить оперативность проведения инструментального РРТК до требуемого уровня. Полученные результаты позволяют с требуемым качеством выполнять задачи подсистемы РРТК ЕС КТК. Для этого необходима их реализация в перспективном пространственно-распределенном комплексе РРТК. Дальнейшие исследования будут направлены на обобщение полученных результатов для структурного моделирования статической и динамической модели вида архитектуры и структуры системы РРТК процессов скрытия и имитации ОС ОЗ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Меньшаков Ю.К. Основы защиты от технических разведок. – М.: ИПЦ «Маска», 2017 – 572 с.
2. Леньшин А.В., Кравцов Е.В., Сеньюков Г.А., Рюмшин Р.И. Оценка возможностей радиотехнической разведки по результатам контроля радиоэлектронных средств комплексом радиотехнического контроля // Динамика сложных систем – XXI век. – 2016. – № 3. – С. 29–35.
3. Кирсанов Э.А., Сирота А.А. Обработка информации в пространственно-распределенных системах радиомониторинга: статистический и нейросетевой подходы. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2012. – 344 с.
4. Бубеньщиков А.А., Сидоренко И.А., Нейно А.А., Яценко Б.М. Повышение эффективности оценки параметров сигналов средствами радио-, радиотехнического контроля на основе компенсации аддитивных гауссовых помех при защите информации о сигнальных демаскирующих признаках специальных радиоэлектронных средств критически важных объектов // Телекоммуникации. – 2022. – № 7. – С. 32–48.

5. Леньшин А.В., Кравцов Е.В., Сидоренко И.А. Расширение возможностей информационно-коммуникационных систем с помощью процедур безмультипликативной обработки сигналов. Часть 1 // Телекоммуникации. – 2022. – № 7. – С. 2–11.
6. Леньшин А.В., Кравцов Е.В., Сидоренко И.А. Расширение возможностей информационно-коммуникационных систем с помощью процедур безмультипликативной обработки сигналов. Часть 2 // Телекоммуникации. – 2022. – № 8. – С. 14–22.
7. Сидорин А.Н., Безродный А.Н. Перспективы применения технологий искусственного интеллекта в радиоэлектронной борьбе // Военная мысль. – 2021. – № 12. – С. 108–118.
8. Хайкин С. Нейронные сети: полный курс. 2-е изд. / Пер. с англ. – М.: ИД «Вильямс», 2016. – 1104 с.
9. Рутковская Д., Пилиньский М., Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы / Пер. с польск. И.Д. Рудинского. – М.: Горячая линия–Телеком, 2006. – 452 с.

REFERENCES

1. Menshakov Yu.K. Fundamentals of protection from technical intelligence. – М.: CPI "Mask", 2017 – 572 p.
2. Lenshin A.V., Kravtsov E.V., Senyukov G.A., Ryumshin R.I. Assessment of the capabilities of radio-technical intelligence based on the results of control of radio-electronic means by the radio-technical control complex // Dynamics of complex systems – XXI century. – 2016. – No. 3. – pp. 29-35.
3. Kirsanov E.A., Sirota A.A. Information processing in spatially distributed radio monitoring systems: statistical and neural network approaches. – М.: FIZMATLIT, 2012. – 344 p.
4. Bubenshchikov A.A., Sidorenko I.A., Neino A.A., Yatsenko B.M. Improving the efficiency of evaluating signal parameters by means of radio and radio engineering control based on compensation of additive Gaussian interference when protecting information about signal unmasking signs of special radioelectronic means of critically important objects // Telecommunications. - 2022. – No. 7. – pp. 32-48.
5. Lenshin A.V., Kravtsov E.V., Sidorenko I.A. Expanding the capabilities of information and communication systems using procedures for multiplicative signal processing. Part 1 // Telecommunications. - 2022. – No. 7. – pp. 2-11.
6. Lenshin A.V., Kravtsov E.V., Sidorenko I.A. Expanding the capabilities of information and communication systems using procedures for multiplicative signal processing. Part 2 // Telecommunications. – 2022. – No. 8. – pp. 14-22.
7. Sidorin A.N., Bezrodny A.N. Prospects for the use of artificial intelligence technologies in electronic warfare // Military thought. – 2021. – No. 12. – pp. 108-118.
8. Khaykin S. Neural networks: a complete course. 2nd ed. / Translated from English – М.: Williams Publishing House, 2016. – 1104 p.
9. Rutkovskaya D., Pilinsky M., Rutkovsky L. Neural networks, genetic algorithms and fuzzy systems / Translated from Polish by I.D. Rudinsky. – М.: Hotline–Telecom, 2006. – 452 p.

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЗИЦИОННЫХ СИСТЕМ СЧИСЛЕНИЯ С ВЕКТОРНЫМ МОДУЛЕМ В СПЕКТРАЛЬНОЙ ТЕОРИИ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ НА КОНЕЧНЫХ ИНТЕРВАЛАХ

А. А. Ануфриев, В. В. Севидов, П. М. Чиркин, В. А. Шипунов

Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Аннотация. В статье предложены позиционные системы счисления с векторным модулем, обобщающие обычные системы счисления. Приведены правила перевода чисел из позиционных систем счисления с векторным модулем в десятичную систему счисления и обратно. Представлены частные случаи многоосновных позиционных систем счисления.

Ключевые слова: спектральная теория, система счисления, позиционные системы счисления с векторным модулем.

THE USE OF POSITIONAL NUMBER SYSTEMS WITH A VECTOR MODULE IN THE SPECTRAL THEORY OF DISCRETE SIGNALS AT FINITE INTERVALS

A. Anufriev, V. V. Sevidov, P. M. Chirkin, V. A. Shipunov

Military Academy of telecommunications named after Marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny Saint-Petersburg, Russian Federation

Abstract. The article proposes positional number systems with a vector module, generalizing the usual number systems. The rules for converting numbers from positional number systems with a vector module to the decimal number system and vice versa are given. Special cases of polybasic positional number systems are presented.

Keywords: spectral theory, number system, positional number systems with vector module.

1. ВВЕДЕНИЕ

Техническое решение относится к спектральной теории дискретных сигналов на конечных интервалах, которая основана на трех взаимосвязанных моментах [1]:

- определение функций на конечном множестве точек;
- введение понятия m -сдвига;
- применение функций Виленкина – Крестенсона (ВКФ) в качестве базиса.

Естественное и, возможно, предельное обобщение понятия сдвига достижимо, если для представления целых положительных чисел (номеров функций и их отсчетов) использовать позиционные системы счисления с векторным модулем (ПССВМ).

2. ПОЗИЦИОННЫХ СИСТЕМ СЧИСЛЕНИЯ С ВЕКТОРНЫМ МОДУЛЕМ

Пусть m_1, m_2, \dots, m_n – целые положительные числа больше 1, принятые в качестве оснований ПССВМ. Тогда любое число в десятичной системе счисления на

интервале от 1 до N , где $N = \prod_{i=1}^n m_i$ представимо в виде:

$$x = x_1 m_1 m_2 \dots m_n + x_2 m_1 m_2 \dots m_{n-1} + \dots + x_{n-2} m_1 m_2 + x_{n-1} m_1 + x_n =$$

$$= \sum_{i=1}^n x_i m_1 m_2 \dots m_{n-i}.$$

Известно, что перевод из десятичной в m -ичную систему счисления (СС) осуществляется путем последовательного деления на m самого числа и частных. Получаемое число в m -ичной СС записывается в виде остатков в порядке обратном их получению.

Например, перевод числа 13 из десятичной в двоичную СС будет представлять собой следующие деления:

$$\begin{array}{r|l} 13 & 2 \\ 12 & \boxed{6} \quad 2 \\ 1 & \boxed{6} \quad \boxed{3} \quad 2 \\ & \boxed{0} \quad \boxed{2} \quad \boxed{1} \\ & 1 \end{array}$$

Получаем: $13_{10} = 1101_2$.

По аналогии, возможен перевод из десятичной в ПССВМ путем последовательного деления самого числа и частных на основания m_1, m_2, \dots, m_n .

Например, перевод числа 13 из десятичной в ПССВМ $\{2, 4, 2\}$, $\{4, 2, 2\}$, $\{2, 2, 4\}$ будет представлять собой следующие деления:

$$\begin{array}{r|l} 13 & 2 \\ 12 & \boxed{6} \quad 4 \\ 1 & \boxed{4} \quad \boxed{1} \quad 2 \\ & \boxed{2} \quad \boxed{0} \quad 0 \\ & 1 \end{array} \quad \begin{array}{r|l} 13 & 2 \\ 12 & \boxed{6} \quad 2 \\ 1 & \boxed{6} \quad \boxed{3} \quad 4 \\ & \boxed{0} \quad \boxed{0} \quad 0 \\ & 3 \end{array} \quad \begin{array}{r|l} 13 & 4 \\ 12 & \boxed{3} \quad 2 \\ 1 & \boxed{2} \quad \boxed{1} \quad 2 \\ & \boxed{1} \quad \boxed{0} \quad 0 \\ & 1 \end{array}$$

Получаем: $13_{10} = 121_{\{2, 4, 2\}}$, $13_{10} = 301_{\{4, 2, 2\}}$, $13_{10} = 111_{\{2, 2, 4\}}$.

В качестве примера, в таблице 1 представлены числа на интервале $N = 16$ в порядке возрастания в десятичной и в трех ПССВМ с основаниями $\{\mathbf{m}\} = \{2, 4, 2\}$, $\{\mathbf{m}\} = \{4, 2, 2\}$ и $\{\mathbf{m}\} = \{2, 2, 4\}$.

Таблица 1. Представление чисел на интервале $N = 16$ в различных системах счисления

Число в десятичной СЧ ($m=10$)		Число в ПССВМ $\{\mathbf{m}\} = \{2, 4, 2\}$			Число в ПССВМ $\{\mathbf{m}\} = \{4, 2, 2\}$			Число в ПССВМ $\{\mathbf{m}\} = \{2, 2, 4\}$		
x_1	x_2	x_1	x_2	x_3	x_1	x_2	x_3	x_1	x_2	x_3
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1
0	2	0	1	0	0	1	0	0	0	2
0	3	0	1	1	0	1	1	0	0	3
0	4	0	2	0	1	0	0	0	1	0
0	5	0	2	1	1	0	1	0	1	1
0	6	0	3	0	1	1	0	0	1	2
0	7	0	3	1	1	1	1	0	1	3
0	8	1	0	0	2	0	0	1	0	0

0	9	1	0	1	2	0	1	1	0	1
1	0	1	1	0	2	1	0	1	0	2
1	1	1	1	1	2	1	1	1	0	3
1	2	1	2	0	3	0	0	1	1	0
1	3	1	2	1	3	0	1	1	1	1
1	4	1	3	0	3	1	0	1	1	2
1	5	1	3	1	3	1	1	1	1	3

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленное техническое решение может расширить класс задач, решаемых в рамках спектральной теории дискретных сигналов на конечных интервалах и может быть интересно для специалистов в области телекоммуникаций и радиомониторинга при проектировании новых и модернизации существующих изделий, а также в учебном процессе при подготовке соответствующих специалистов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Трахтман А. М., Трахтман В.А. Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах., «Сов. радио», 1975, 2008 с.

REFERENCES

1. Trakhtman A.M., Trakhtman V.A. Fundamentals of the theory of discrete signals at finite intervals., "Soviet Radio", 1975, 2008 p.

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ КЛАССОВ ВЫЧЕТОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ОТКАЗОУСТОЙЧИВОСТИ INVMIXCOLUMNS-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

И. А. Проворнов¹

¹СКФУ, Ставрополь, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассматривается возможность применения полиномиальной системы классов вычетов для повышения отказоустойчивости InvMixColumns-преобразователя, функционирующего в составе SPN-шифратора. Описывается алгоритм обнаружения и коррекции ошибок на основе вычисления синдромов ошибок, реализованный в полиномиальной системе классов вычетов. Предлагается вместо классического способа вычисления выходного значения InvMixColumns-преобразователя использование способа, основанного на работе шестнадцати таблиц замены, в которых содержится результаты умножения обрабатываемых байтов на константы, используемые при реализации InvMixColumns.

Ключевые слова: алгоритм AES; преобразование MixColumns; отказоустойчивость; полиномиальная система классов вычетов.

APPLICATION OF A POLYNOMIAL SYSTEM OF RESIDUE CLASSES TO INCREASE THE FAULT TOLERANCE OF THE INVMIXCOLUMNS CONVERTER

I. A. Provornov¹

¹NCFU, Stavropol, Russian Federation

Abstract. The article discusses the possibility of using a polynomial system of residue classes to increase the fault tolerance of the InvMixColumns converter operating as part of an SPN encoder. An algorithm for error detection and correction based on the calculation of error syndromes, implemented in a polynomial system of residue classes, is described. Instead of the classical method of calculating the output value of the InvMixColumns converter, it is proposed to use a method based on the work of sixteen replacement tables, which contain the results of multiplying the processed bytes by constants used in the implementation of InvMixColumns.

Keywords: AES algorithm; transform MixColumns; fault tolerance; polynomial system of residue classes.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время широкое распространение получил криптоалгоритм AES, который используется для криптографической защиты информации в процессе её передачи и обработки в различных информационно-телекоммуникационных системах.

Вместе с тем, кроме высокой криптостойкости к оборудованию шифрования предъявляются и требования по отказоустойчивости, которая заключается в возможности системы сохранять работоспособное состояние при возникновении ошибок. Это обусловлено тем, что существует класс атак, принцип действия которых основан на внешнем воздействии на шифратор различными деструктивными факторами (высокой температурой, электромагнитным полем и т. п.) с целью снижения его криптостойкости.

В свою очередь, использование средств шифрования, в том числе на основе SPN-элементов, за счет увеличения аппаратных затрат снижает общую отказоустойчивость таких устройств. Таким образом, цель исследования, заключающаяся в повышении отказоустойчивости InvMixColumns-преобразователя как элемента SPN-системы за счет применения полиномиальной системы счисления, является актуальной.

2. МАТЕРИАЛЫ И МЕТОДЫ

Входными данными для процедуры InvMixColumns является массив шифруемых данных размером 128 бит, представляемый в виде матрицы размерность:

$$S^{ex} = \begin{bmatrix} S_{00}^{ex} & S_{01}^{ex} & S_{02}^{ex} & S_{03}^{ex} \\ S_{10}^{ex} & S_{11}^{ex} & S_{12}^{ex} & S_{13}^{ex} \\ S_{20}^{ex} & S_{21}^{ex} & S_{22}^{ex} & S_{23}^{ex} \\ S_{30}^{ex} & S_{31}^{ex} & S_{32}^{ex} & S_{33}^{ex} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Преобразование InvMixColumns реализуется на стороне расшифрования и представляет собой умножения входного массива на матрицу констант согласно:

$$\begin{bmatrix} S_{0c}^{ex} \\ S_{1c}^{ex} \\ S_{2c}^{ex} \\ S_{3c}^{ex} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{16} & B_{16} & D_{16} & 9_{16} \\ 9_{16} & E_{16} & B_{16} & D_{16} \\ D_{16} & 9_{16} & E_{16} & B_{16} \\ B_{16} & D_{16} & 9_{16} & E_{16} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{0c}^{ex} \\ S_{1c}^{ex} \\ S_{2c}^{ex} \\ S_{3c}^{ex} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где c – номер столбца, $c = 0, 1, 2, 3$.

Так как при вычислении выражения (222) умножение элементов выполняется по модулю неприводимого многочлена $m(x) = x^8 \oplus x^4 \oplus x^3 \oplus x \oplus 1$, то такая реализация процедуры InvMixColumns имеет высокую вычислительную сложность, что в свою очередь повышает вероятность возникновения аппаратного сбоя.

В связи с этим предлагается выполнять InvMixColumns-преобразование с использованием полиномиальной системы классов вычетов (ПСКВ). В исследованиях [1, 2] доказана эффективность применения ПСКВ для построения отказоустойчивых вычислительных систем за счет отсутствия перемещения ошибок между независимыми вычислительными трактами.

В ПСКВ любое число A может быть представлено в виде совокупности остатков от его деления на основания $p_i(x)$ [2]:

$$A = (\alpha_1(x), \alpha_2(x) \dots \alpha_i(x) \dots \alpha_k(x)), \quad (3)$$

где $i = 1, 2, \dots, n-1, n$,

$$\alpha_i(x) = A \bmod p_i(x).$$

Для реализации корректирующего кодирования представленную систему расширяют за счет добавления контрольных полиномов-оснований. В работе [3] доказана эффективность применения следующей ПСКВ для обработки 8-разрядных чисел:

$$A = (\alpha_1(x), \alpha_2(x), \alpha_3(x), \alpha_4(x)), \quad (4)$$

где $\alpha_1(x) = A \bmod p_1(x)$, $p_1(x) = x^4 + x + 1$,

$$\alpha_2(x) = A \bmod p_2(x), \quad p_2(x) = x^4 + x^3 + 1,$$

$$\alpha_3(x) = \alpha_1(x) + \alpha_2(x),$$

$$\alpha_4(x) = (\alpha_1(x) + x \cdot \alpha_2(x)) \bmod p_3(x)$$

Из выражения (4) следует:

- остатки $\alpha_1(x)$ и $\alpha_2(x)$ содержат информацию непосредственно об обрабатываемом числе A , т.е. являются информационными;

- остатки $\alpha_3(x)$ и $\alpha_4(x)$ содержат информацию об информации о информационных остатках числа A , т.е. являются контрольными.

Обнаружение и исправление ошибок при использовании данной системы достигается за счет вычисления синдромов ошибок:

$$\delta_1(x) = \alpha_3(x) \oplus \alpha_{3_k}(x), \quad (5)$$

$$\delta_2(x) = \alpha_4(x) \oplus \alpha_{4_k}(x), \quad (6)$$

где $\alpha_{3_k}(x)$ – проверочное значение третьего контрольного остатка,

$\alpha_{4_k}(x)$ – проверочное значение четвертого контрольного остатка.

Проверочные значения $\alpha_{3_k}(x)$ и $\alpha_{4_k}(x)$ рассчитываются после вычисления (приёма) двух информационных остатков [2].

Коррекция ошибки производится за счет суммирования обрабатываемого значения с вектором ошибки, который определяется на основе значений синдромов ошибки (таблица № 1):

$$S_{\text{вых}_{\text{корр.}}} = S_{\text{вых}} + \Delta e(x), \quad (7)$$

где $\Delta e(x) = f_{\Delta}(\delta_1(x), \delta_2(x))$.

Таблица 1. Возможные варианты комбинаций синдромов ошибки

Местоположение ошибки	δ_1	δ_2	$\Delta e(x)$
$\alpha_1(3 \text{ разряд})$	x^3	x^3	$(x^3, 0)$
$\alpha_1(2 \text{ разряд})$	x^2	x^3	$(x^2, 0)$
$\alpha_1(1 \text{ разряд})$	x	x	$(x, 0)$
$\alpha_1(0 \text{ разряд})$	1	1	$(1, 0)$
$\alpha_2(3 \text{ разряд})$	x^3	$x+1$	$(0, x^3)$
$\alpha_2(2 \text{ разряд})$	x^2	x^2	$(0, x^2)$
$\alpha_2(1 \text{ разряд})$	x	x^2	$(0, x)$
$\alpha_2(0 \text{ разряд})$	1	$x^3 + x^2 + 1$	$(0, 1)$

Для повышения надежности реализации преобразования InvMixColumns предлагается операции умножения выполнять в рассматриваемой ПСКВ в табличном виде. Для этого необходимо сформировать 16 таблицы замены (по 4 для каждой используемой константы) в соответствии со следующими принципами:

1) перевести все варианты входных байт в безизбыточный вариант рассматриваемой ПСКВ (с двумя остатками);

2) для каждого возможного варианта входного байта определить выходной байт, который будет являться результатом умножения входного байта на соответствующую константу;

3) перевести все варианты выходных байт в избыточный вариант рассматриваемой ПСКВ (с четырьмя остатками);

4) для каждой константы сформировать 4 таблицы:

4.1) при формировании таблицы нахождения первого информационного остатка на пересечении информационных остатков представления входного байта разместить первый информационный остаток выходного байта;

4.2) при формировании таблицы нахождения второго информационного остатка на пересечении информационных остатков представления входного байта разместить второй информационный остаток выходного байта;

4.3) при формировании таблицы нахождения первого контрольного остатка на пересечении информационных остатков представления входного байта разместить первый контрольный остаток выходного байта;

4.4) при формировании таблицы нахождения второго контрольного остатка на пересечении информационных остатков представления входного байта разместить второй контрольный.

При наличии таких таблиц преобразование InvMixColumns можно выполнить согласно:

$$\begin{aligned}
 S_{ic}^{6bx} = & \\
 & (f_1(S_{ic}^{6x}) \oplus f_5(S_{(i+1 \bmod 4)c}^{6x}) \oplus f_9(S_{(i+2 \bmod 4)c}^{6x}) \oplus f_{13}(S_{(i+3 \bmod 4)c}^{6x}), \\
 & f_2(S_{ic}^{6x}) \oplus f_6(S_{(i+1 \bmod 4)c}^{6x}) \oplus f_{10}(S_{(i+2 \bmod 4)c}^{6x}) \oplus f_{14}(S_{(i+3 \bmod 4)c}^{6x}), \\
 & f_3(S_{ic}^{6x}) \oplus f_7(S_{(i+1 \bmod 4)c}^{6x}) \oplus f_{11}(S_{(i+2 \bmod 4)c}^{6x}) \oplus f_{15}(S_{(i+3 \bmod 4)c}^{6x}), \\
 & f_4(S_{ic}^{6x}) \oplus f_8(S_{(i+1 \bmod 4)c}^{6x}) \oplus f_{12}(S_{(i+2 \bmod 4)c}^{6x}) \oplus f_{16}(S_{(i+3 \bmod 4)c}^{6x})) \\
 & = (s_{ic}^1(x), s_{ic}^2(x), s_{ic}^3(x), s_{ic}^4(x)), \tag{8}
 \end{aligned}$$

где f_1, f_5, f_9, f_{13} – функции нахождения по таблицам замены первого информационного остатка результата умножения на константы $E_{16}, B_{16}, D_{16}, 9_{16}$ соответственно,

f_2, f_6, f_{10}, f_{14} – функции нахождения по таблицам замены второго информационного остатка результата умножения на константы $E_{16}, B_{16}, D_{16}, 9_{16}$ соответственно,

f_3, f_7, f_{11}, f_{15} – функции нахождения по таблицам замены первого контрольного остатка результата умножения на константы $E_{16}, B_{16}, D_{16}, 9_{16}$ соответственно,

f_4, f_8, f_{12}, f_{16} – функции нахождения по таблицам замены второго контрольного остатка результата умножения на константы $E_{16}, B_{16}, D_{16}, 9_{16}$ соответственно,

$s_{ic}^1(x)$ – первый информационной остаток байта S_{ic}^{6bx} ,

$s_{ic}^2(x)$ – второй информационной остаток байта S_{ic}^{6bx} ,

$s_{ic}^3(x)$ – первый контрольный остаток байта S_{ic}^{6bx} ,

$s_{ic}^4(x)$ – второй контрольный остаток байта S_{ic}^{6bx} .

Такая реализация преобразования InvMixColumns позволяет выполнить процедуру обнаружения и коррекции возникших ошибок, для чего необходимо последовательно:

1) вычислить проверочные контрольные остатки:

$$s_{ic_x}^3(x) = s_1(x) + s_2(x), \tag{9}$$

$$s_{ic_x}^4(x) = (s_1(x) + x \cdot s_2(x)) \bmod p_1(x), \tag{10}$$

2) определить вектор коррекции ошибок:

$$\Delta S_{ic} = f_{\Delta}((s_{ic}^3(x) \oplus s_{ic_k}^3(x)), (s_{ic}^4(x) \oplus s_{ic_k}^4(x))) = (\Delta s_{ic}^1(x), \Delta s_{ic}^2(x)), \quad (11)$$

3) выполнить сложение информационных остатков исходного байта с информационными остатками вектора коррекции:

$$\begin{aligned} \tilde{S}_{ic}^{вых} &= (s_{ic}^1(x), s_{ic}^2(x)) \oplus \Delta S_{ic}^i = (s_{ic}^1(x), s_{ic}^2(x)) \oplus (\Delta s_{ic}^1(x), \Delta s_{ic}^2(x)) = \\ &= (s_{ic}^1(x) \oplus \Delta s_{ic}^1(x), s_{ic}^2(x) \oplus \Delta s_{ic}^2(x)) = (\tilde{s}_{ic}^1(x), \tilde{s}_{ic}^2(x)) \end{aligned} \quad (12)$$

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, предложенный способ реализации InvMixColumns-преобразователя позволяет сохранять его работоспособность при возникновении однократных ошибок в работе SPN-шифратора.

Дальнейшими направлениями исследований являются разработка математических и структурных моделей других SPN-преобразований, моделей раунда криптоалгоритма AES.

Полученные результаты могут использоваться при разработке и производстве аппаратно-программных средств криптографической защиты информации.

4. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-21-00036, <https://rscf.ru/project/23-21-00036/>.

ЛИТЕРАТУРА

1. Червяков Н. И., Коляда А. А., Ляхов П. А. Модулярная арифметика и ее приложения в инфокоммуникационных технологиях / М.: Физматлит, 2017. – 400 с.
2. Калмыков И.А., Математические модели нейросетевых отказоустойчивых вычислительных средств, функционирующих в полиномиальной системе классов вычетов / Под ред. Н.И. Червякова. – М.: ФИЗМАТ-ЛИТ, 2005. – 276 с.
3. Проворнов И.А. Исследование корректирующей способности модулярных кодов, применяемых в AES-системах // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС). 2022. № 4. С. 136–141.

REFERENCES

1. Cherviakov N. I., Koliada A. A., Liakhov P. A. Modular arithmetic and its applications in infocommunication technologies. M.: Fizmatlit, 2017. – 400 p.
2. Kalmykov I. A. (edited by Cherviakov N. I.). Mathematical models of neural network fault-tolerant computing tools operating in a polynomial system of residue classes. M.: Fizmatlit, 2005. – 276 p.
3. Provornov I.A. Study of the correcting ability of modular codes used in AES systems. // Problems of developing promising micro- and nanoelectronic systems. 2022. № 4. – Pp.136-141

ПРОБЛЕМЫ БЕЗОПАСНОСТИ В РАДИОСВЯЗИ И РАДИОЛОКАЦИИ. АУТЕНТИФИКАЦИЯ И ШИФРОВАНИЕ ДАННЫХ В РАДИОСИСТЕМАХ

Д. А. Иванов¹, М. В. Григорьев¹, Н. А. Бабин¹

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

Аннотация. Доклад посвящен анализу современных проблем безопасности в радиосвязи и радиолокации, с акцентом на аутентификации и шифровании данных в радиосистемах. В условиях постоянно растущих угроз информационной безопасности, обеспечение конфиденциальности, целостности и доступности данных в радиосистемах является актуальной задачей. В докладе рассматриваются типичные угрозы безопасности радиосистем, анализируются методы аутентификации и шифрования, применяемые для защиты данных. Особое внимание уделено математическим моделям и алгоритмам, лежащим в основе методов шифрования и аутентификации, их эффективности и применимости в радиосистемах. В докладе представлен сравнительный анализ различных методов аутентификации и шифрования, выявлены их преимущества и недостатки. На основе проведенного анализа сформулированы рекомендации по повышению безопасности радиосистем. Доклад предназначен для специалистов в области информационной безопасности, разработчиков и исследователей радиосистем.

Ключевые слова: радиосвязь, радиолокация, безопасность данных, аутентификация, шифрование, угрозы безопасности, методы защиты, математические модели, информационная безопасность, анализ уязвимостей.

SECURITY ISSUES IN RADIO COMMUNICATIONS AND RADAR. AUTHENTICATION AND ENCRYPTION OF DATA IN RADIO SYSTEMS

D. A. Ivanov¹, M. V. Grigoriev¹, N. A. Babin¹

¹Military Educational Scientific Center of the Air Force «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» branch Chelyabinsk (MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» branch), Chelyabinsk, Russia

Abstract. This report is dedicated to the analysis of current security issues in radio communication and radar, with a focus on authentication and data encryption in radio systems. Given the constantly increasing threats to information security, ensuring the confidentiality, integrity, and availability of data in radio systems is a pressing challenge. The report discusses typical security threats to radio systems, analyzes authentication and encryption methods used to protect data, and pays special attention to the mathematical models and algorithms underlying these encryption and authentication methods, their effectiveness, and applicability in radio systems. A comparative analysis of various authentication and encryption methods is presented, highlighting their advantages and disadvantages. Based on the analysis, recommendations for enhancing the security of radio systems are formulated. The report is intended for specialists in information security, developers, and researchers of radio systems.

Keywords: radio communication, radar, data security, authentication, encryption, security threats, security methods, mathematical models, information security, vulnerability analysis.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современном мире безопасность радиосвязи и радиолокации становится все более актуальной темой. Она охватывает широкий спектр проблем, от перехвата данных до атак на инфраструктуру. Основная цель этого доклада — исследовать и анализировать текущие проблемы безопасности, методы аутентификации и шифрования данных, используемые в радиосистемах, для обеспечения защиты от угроз.

2. ПРОБЛЕМЫ БЕЗОПАСНОСТИ В РАДИОСВЯЗИ И РАДИОЛОКАЦИИ

Радиосвязь и радиолокация играют ключевую роль в современных коммуникационных системах, обеспечивая передачу данных на большие расстояния без необходимости физического подключения. Однако это также делает их уязвимыми для ряда специфических атак:

1. **Перехват информации (Eavesdropping):** Одна из наиболее распространенных угроз, когда атакующий перехватывает передаваемую информацию. Вероятность успешного перехвата можно описать формулой, где P_e зависит от отношения сигнал/шум (SNR) и характеристик оборудования атакующего:

$$P_e = \frac{1}{1 + e^{-(SNR - SNR_0)}} \quad (1)$$

где SNR_0 — пороговое значение, определяемое возможностями приемного устройства атакующего.

2. **Атаки типа "отказ в обслуживании" (DoS):** Атаки, нацеленные на нарушение доступности сервиса. Вероятность успешной DoS-атаки, P_{dos} , может увеличиваться с ростом числа атакующих узлов (N_a) и их общей мощности атаки (P_{attack}), в то время как эффективность защитных механизмов (D_{eff}) снижает эту вероятность:

$$P_{dos} = 1 - e^{-\frac{N_a \cdot P_{attack}}{D_{eff}}} \quad (2)$$

где SNR_0 — пороговое значение, определяемое возможностями приемного устройства атакующего.

Уязвимости радиосистем могут быть связаны с рядом факторов, включая не только технические аспекты, но и физические условия передачи сигнала. Например, уязвимость системы к перехвату увеличивается с увеличением расстояния между передатчиком и приемником из-за роста потерь сигнала, что можно выразить через уравнение связи:

$$P_r = P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \quad (3)$$

где P_r — мощность принимаемого сигнала, P_t — мощность передатчика, G_t и G_r — коэффициенты усиления антенн передатчика и приемника соответственно, λ — длина волны сигнала, а R — расстояние между передатчиком и приемником.

3. МЕТОДЫ АУТЕНТИФИКАЦИИ В РАДИОСИСТЕМАХ

Аутентификация — это процесс верификации личности пользователя или устройства, который играет критически важную роль в обеспечении безопасности радиосистем. Основные методы аутентификации включают:

1. **Аутентификация на основе чего-то, что известно (например, пароль или PIN):** Этот метод использует предварительно разделяемый секрет между пользователями для подтверждения их подлинности. Математически это можно описать через

функцию хэширования H , которая преобразует входные данные (пароли) в фиксированный размер выходных данных:

$$H(\textit{password}) = \textit{hash} \quad (4)$$

где $\textit{password}$ — это вводимый пароль, а \textit{hash} — это хэш-значение пароля. Аутентификация успешна, если хэш-значение, полученное от пользователя, совпадает с хэш-значением, хранящимся в системе.

2. **Аутентификация на основе чего-то, что имеется (например, смарт-карта или мобильный телефон):** Этот метод требует физического наличия определенного устройства у пользователя. Он может быть математически представлен через функцию проверки подлинности A , которая учитывает уникальный идентификатор устройства ID_{device} :

$$A(ID_{device}) = \textit{authentic or not} \quad (5)$$

где ID_{device} — это уникальный идентификатор устройства, а результат функции A определяет, подтверждена ли подлинность устройства.

3. **Биометрическая аутентификация:** Биометрические системы используют уникальные физические или поведенческие характеристики человека для идентификации. Вероятность ошибочного признания или отказа в доступе может быть выражена через вероятности ложного принятия FAR и ложного отказа FRR :

$$FAR = \frac{\textit{Number of false acceptances}}{\textit{Number of identification attempts}} \quad (5, 6)$$

$$FRR = \frac{\textit{Number of false rejections}}{\textit{Number of identification attempts}}$$

Эффективность биометрической системы зависит от баланса между FAR и FRR , которые необходимо минимизировать для повышения точности аутентификации.

Эти методы аутентификации обеспечивают различные уровни безопасности и удобства использования в радиосистемах. Выбор конкретного метода зависит от требований к безопасности и специфики применения в конкретной системе.

4. ШИФРОВАНИЕ ДАННЫХ В РАДИОСИСТЕМАХ

Далее Шифрование данных является критически важным аспектом защиты информации в радиосистемах. Оно обеспечивает конфиденциальность передаваемых данных, делая их нечитаемыми для неавторизованных лиц.

Симметричное шифрование

Симметричное шифрование использует один и тот же ключ для шифрования и дешифрования данных. Примером симметричного шифрования является алгоритм AES (Advanced Encryption Standard), который широко применяется в радиосистемах. Математически процесс шифрования с использованием AES можно описать следующим образом:

- Пусть M — исходное сообщение, K — секретный ключ, C — зашифрованное сообщение. Тогда процесс шифрования можно представить как $C = E_K(M)$, где E — функция шифрования AES.

- Процесс дешифрования описывается как $M=D_K(C)$, где D — функция дешифрования AES.

Асимметричное шифрование

- Асимметричное шифрование, или шифрование с открытым ключом, использует пару ключей: один для шифрования (открытый ключ) и другой для дешифрования (закрытый ключ). Примером асимметричного шифрования является RSA. В основе RSA лежат математические принципы теории чисел, в частности работа с большими простыми числами и модульная арифметика: выбираются два больших простых числа p и q , и вычисляется их произведение $N=p \times q$, которое служит модулем для обоих ключей.
- Вычисляется значение функции Эйлера $\phi(N)=(p-1) \times (q-1)$.
- Выбирается целое число e , которое меньше $\phi(N)$ и взаимно просто с $\phi(N)$. Число e становится открытым ключом.
- Вычисляется число d , обратное к e по модулю $\phi(N)$, $d=e^{-1} \bmod \phi(N)$. Число d является закрытым ключом.

Зашифровать сообщение M можно с помощью открытого ключа, преобразовав его в число $t < N$ и вычислив $c=m^e \bmod N$, где c — зашифрованный текст. Дешифрование производится с помощью закрытого ключа: $m=c^d \bmod N$.

5. АНАЛИТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ АУТЕНТИФИКАЦИИ И ШИФРОВАНИЯ

Раздел Методы аутентификации варьируются от простых паролей до сложных биометрических систем. При выборе метода аутентификации для радиосистемы важно учитывать баланс между удобством использования и уровнем безопасности. Например, биометрическая аутентификация обеспечивает высокий уровень безопасности, но может быть связана с высокими затратами на внедрение и обслуживание.

Математическая модель оценки эффективности аутентификации может учитывать вероятности ложного принятия (FAR) и ложного отказа (FRR), а также стоимость (C) системы:

$$Efficiency = \frac{1}{FAR + FRR + C} \quad (7)$$

Эффективность шифрования часто оценивается через способность алгоритма противостоять различным типам атак. Например, криптостойкость асимметричного шифрования RSA зависит от сложности факторизации больших чисел, которую можно оценить через функцию сложности $f(N)$, где N — модуль RSA.

$$Security\ Level = f(N) \quad (9)$$

где функция $f(N)$ увеличивается с ростом размера ключа N , тем самым повышая криптостойкость.

Сравнение и выбор методов для радиосистем

При выборе методов аутентификации и шифрования для радиосистем необходимо учитывать не только их математическую модель эффективности и безопасности, но и специфические требования приложения, включая скорость обработки, потребление ресурсов и совместимость с существующим оборудованием.

Таким образом, аналитическое исследование методов аутентификации и шифрования позволяет не только оценить их теоретическую эффективность, но и определить наилучший вариант для конкретной радиосистемы, учитывая ее уникальные требования и условия эксплуатации.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Этот раздел не является обязательным. В ходе данного доклада были рассмотрены ключевые аспекты безопасности в радиосвязи и радиолокации, включая анализ существующих угроз, методы аутентификации и шифрование данных. Было установлено, что обеспечение безопасности данных в радиосистемах является сложной задачей, требующей комплексного подхода и применения многоуровневых механизмов защиты.

Основные выводы:

1. **Угрозы безопасности** в радиосвязи и радиолокации многообразны и включают перехват данных, атаки типа "отказ в обслуживании" и манипуляцию данными.
2. **Методы аутентификации** должны быть выбраны с учетом специфики радиосистемы и могут включать как простые, так и сложные схемы, от паролей до биометрических данных.
3. **Шифрование данных** является неотъемлемым элементом защиты информации, при этом важно использовать современные и проверенные алгоритмы шифрования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Петров В. Г. Алгоритмы шифрования в системах радиосвязи. // Вестник связи, 2015, № 4. - С. 42-59.
2. Михайлова А. И., Сергеев В. Н. // Методы и системы аутентификации в сетях передачи данных. М.: Наука, 2014. - 187 с.
3. Козлов Б. А., Иванова Е. П. // Современные подходы к обеспечению безопасности данных в мобильных сетях. RU 258761 C1, заяв. 10.04.2015, опубл. 27.06.2016.
4. Иванов С. С., Петрова Е. В. Применение криптографических методов в системах радиолокации. // Вестник инженерии, 2018, Т. 15, № 2. - С. 88-102.

REFERENCES

1. Petrov, V. G. Encryption algorithms in radio communication systems. // Communication Journal, 2015, No. 4. - Pp. 42-59.
2. Mikhailova, A. I., Sergeyev, V. N. // Methods and systems of authentication in data transmission networks. M.: Science, 2014. – 187 p.
3. Kozlov, B. A., Ivanova, E. P. // Modern approaches to data security in mobile networks. RU 258761 C1, stated. 10.04.2015, publ. 27.06.2016.
4. Ivanov, S. S., Petrova, E. V. The use of cryptographic methods in radar systems. // Engineering Bulletin, 2018, Vol. 15, No. 2. - Pp. 88-102.

РАЗРАБОТКА И ОБУЧЕНИЕ МОДЕЛИ НЕЙРОСЕТИ ВЫЯВЛЯЮЩЕЙ ВЫЗВАННЫЕ ПОТЕНЦИАЛЫ МОЗГА ДЛЯ АСИНХРОННЫХ НЕЙРОИНТЕРФЕЙСОВ «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР»

Д.В. Журавлёв, А.Н. Голубинский, Н.А. Летов

Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия

Аннотация. Исследование показывает, как сверточные нейронные сети могут эффективно обнаруживать волну P300 в ЭЭГ данных разных субъектов. В ходе исследования сверточная нейронная сеть, была обучена на данных ЭЭГ субъекта, и была анализирована её точность в обнаружении волны P300. Исследование проводилось на данных нескольких субъектов, и результаты демонстрируют эффективность предложенного метода для автоматического выявления волны P300 в данных ЭЭГ. Предложенный подход может значительно улучшить анализ ЭЭГ и его применение в медицине, когнитивной науке и разработке интерфейсов мозг-компьютер. Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (грант № 24-29-20168).

Ключевые слова: электроэнцефалограмма; интерфейс мозг-компьютер; P300; вызванный потенциал.

DEVELOPMENT AND TRAINING OF A NEURAL NETWORK MODEL THAT IDENTIFIES EVENT-RELATED POTENTIAL FOR ASYNCHRONOUS BRAIN-COMPUTER NEURAL INTERFACES

D.V. Zhuravlev, A.N. Golubinsky, N.A. Letov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract. The study shows how convolutional neural networks can effectively detect the P300 wave in the EEG data of different subjects. During the study, a convolutional neural network was trained on the subject's EEG data, and its accuracy in detecting the P300 wave was analyzed. The study was conducted on data from several subjects, and the results demonstrate the effectiveness of the proposed method for automatically detecting the P300 wave in EEG data. The proposed approach can significantly improve EEG analysis and its application in medicine, cognitive science and the development of brain-computer interfaces. The work was carried out with the financial support of the Russian Science Foundation (grant No. 24-29-20168).

Keywords: electroencephalogram; brain-computer interface; P300; event-related potential.

1. ВВЕДЕНИЕ

Интерфейс мозг-компьютер – это передовая технология, позволяющая человеку управлять электронными устройствами силой мысли, что открывает новые возможности в медицине, образовании и повседневной жизни. Это изменяет способы взаимодействия с технологиями, предоставляя методы для мониторинга и управления человеческим состоянием в реальном времени и позволяя управлять устройствами без физического контакта. Для полной реализации её потенциала необходима точная интерпретация мозговых данных.

Электроэнцефалографический (ЭЭГ) потенциал, который возникает в мозге в ответ на стимулы, привлекающие наше внимание или требующих определенных действий, называется волной P300. Она наблюдается на ЭЭГ субъекта в виде пика

графика электрического потенциала примерно через 300 миллисекунд после предъявления стимула (рисунок 1).

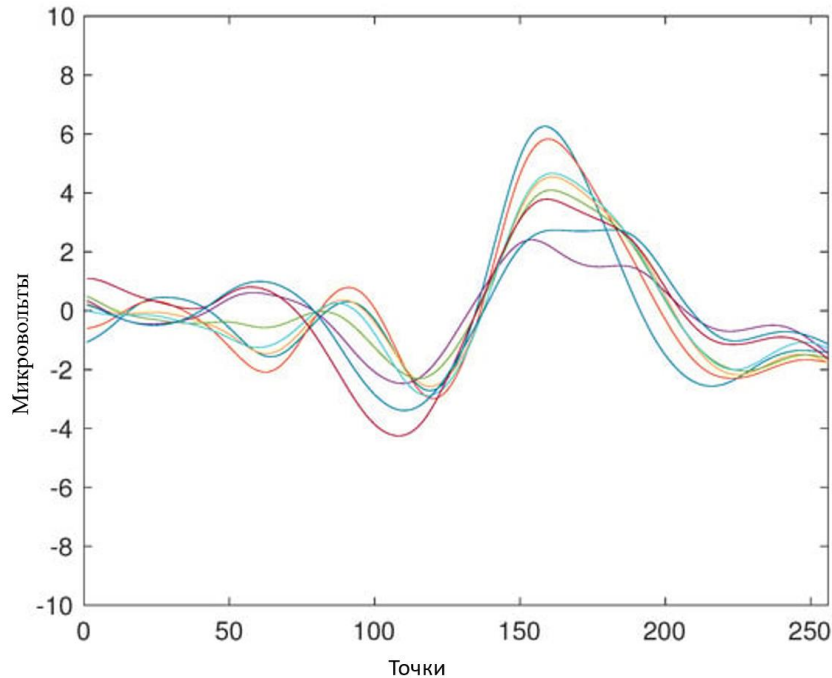


Рис. 1. Волна P300 на ЭЭГ данных

Эти стимулы часто связаны с когнитивными процессами, такими как внимание, обработка информации и принятие решений. Из-за сложности анализа больших объемов этих данных предлагается применять машинное обучение и нейронные сети для улучшения и автоматизации процесса выявления этих сигналов.

2. ОПИСАНИЕ ОБЪЕКТА ИССЛЕДОВАНИЯ

Для оценки применимости моделей машинного обучения в обработке ЭЭГ-данных предстоит провести исследование, оценивающее их надежность и точность в выявлении волны P300. Исследование будет основано на анализе заранее записанных данных ЭЭГ нескольких субъектов. Важными показателями будут точность (accuracy) модели в определении волны P300 в данных одного субъекта после обучения на этих же данных, а также её эффективность с данными других субъектов. Кроме того, будут измерены precision (точность), recall (полнота) и f-score, что поможет оценить общую надежность метода.

3. НАБОР ЭЭГ ДАННЫХ

В качестве исследуемого материала была выбрана база данных «P300-Dataset» на публичной веб-платформе Kaggle [3]. Эта база данных получена в ходе эксперимента над восемью здоровыми субъектами: каждый участник имел 35 попыток для написания семи слов, каждое из которых содержит по пять букв. Для этого на экран выводилась алфавитная матрица, состоящая из шести строк и шести столбцов, а испытуемый должен был сосредоточить свое внимание на определенной букве. Каждая попытка состояла из десяти последовательных подсвечиваний-стимулов столбцов и строк матрицы. В результате каждой попытки было ровно 120 подсвечиваний строк и столбцов. Длительность каждого стимула, а также интервал между стимулами равнялась 125 миллисекунд, что обеспечивало частоту вспышек на экране равной 4 Гц. Начальная

пауза и паузы между испытаниями равнялись двадцати секунд. Весь эксперимент длится около 1400 секунд [2].

В результате эксперимента был получен набор ЭЭГ данных, содержащий волны P300, в тех моментах времени, когда подсвечивалась буква, на которой был сосредоточен испытуемый.

Структура базы данных «P300-Dataset» выглядит следующим образом:

data.X: матрица ЭЭГ (8 каналов);

data.y: метки классов (1/2);

data.y_stim: количество стимуляций: 1-6 строк, 7-12 столбцов;

data.trial: точка выборки, с которой начинается каждое из 35 испытаний;

data.flash: точка выборки, с которой начинается каждая вспышка (идентификатор точки выборки, продолжительность стимуляция, попадание / отсутствие эффекта).

Устройство, использованное для записи ЭЭГ данных: g.Tec g.Nautilus g.LadyBird, 250 Гц, полосно-заграждающий фильтр до 50 Гц, полоса пропускания 0.1-30 Гц [3].

4. ПОДГОТОВКА К ОБУЧЕНИЮ

Перед обучением модели на данных ЭЭГ, данные проходят предварительную обработку: из базы в формате MATLAB извлекаются эпохи вокруг событий-стимулов с использованием временных меток. Эти эпохи служат обучающим материалом. Метки классов приводятся к бинарному виду: события P300 отмечаются как 1, а все остальные - как 0, для упрощения процесса обучения модели. После обработки данные сохраняются в отдельные файлы по каждому субъекту, содержащие эпохи, метки и другую необходимую информацию для обучения нейросети.

5. НЕЙРОННАЯ СЕТЬ

Для выявления волны P300 среди данных ЭЭГ была написана нейронная сеть с использованием библиотеки PyTorch для выполнения бинарной классификации. Она имеет следующую структуру, которая обеспечивает извлечение признаков из входных данных и их последующую классификацию:

Свёрточные слои.

В нейронной сети определены два свёрточных слоя. Первый слой применяет операцию свертки к входным данным с заданным размером ядра и количеством выходных каналов. Второй свёрточный слой принимает выходные данные первого слоя в качестве входных данных и также выполняет операцию свертки.

Полносвязанные слои.

В нейронной сети присутствуют два полносвязанных слоя. Первый полносвязанный слой принимает выходные данные извлеченных признаков и применяет к ним операцию линейного преобразования с использованием весов и смещения. Второй полносвязанный слой также выполняет линейное преобразование, но без применения функции активации.

Функции активации и регуляризация.

Для обеспечения нелинейности в нейронной сети используются функции активации. В данном случае применены гиперболический тангенс и сигмоидальная функция.

Для предотвращения переобучения в сети используется dropout, который случайным образом обнуляет выходы нейронов с вероятностью, заданной параметром dropout_p.

Нормализация данных.

Входные данные нормализуются перед подачей на свёрточные слои с помощью нормализации по батчу.

Прямой проход.

Прямой проход через нейронную сеть выполняется последовательно: данные нормализуются, затем проходят через слои извлечения признаков, после чего сглаживаются и подаются на полносвязанные слои. В конце применяется сигмоидальная функция активации для получения вероятностей бинарной классификации.

Схематическое представление такой сети представлено на рисунке 2 [1].

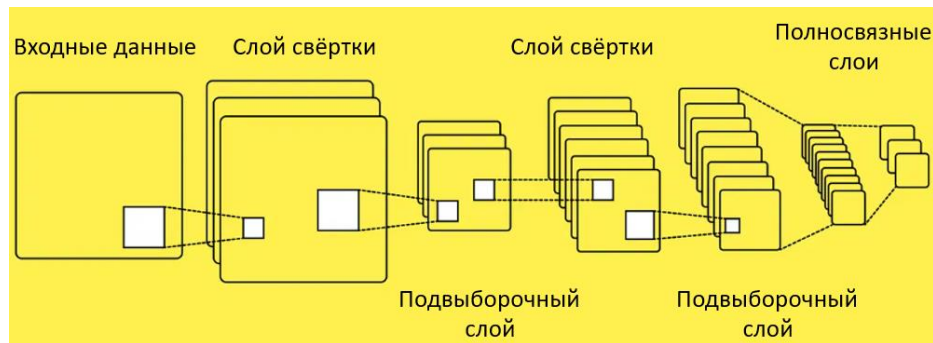


Рис. 2. Сверточная нейросеть

6. ОБУЧЕНИЕ МОДЕЛИ НА ОДНОМ СУБЪЕКТЕ

Алгоритм обучения выполняется в цикле, разделенном на несколько эпох. В каждой эпохе данные разделяются на тренировочные и проверочные наборы в соотношении 80% к 20%. Цель этого разделения - обеспечить возможность оценки производительности модели на данных, которые она не видела во время обучения, тем самым проверяя её обобщающую способность.

Для балансировки классов в тренировочном наборе данные с волной P300 дублируются. Это необходимо для того, чтобы модель не была предвзята к одному из классов и могла эффективно обучаться на данных обоих классов.

После этого модель обучается на тренировочных данных на протяжении заданного количества эпох. Каждая эпоха представляет собой один полный проход через весь тренировочный набор данных. После каждой эпохи модель оценивается на проверочных данных, чтобы оценить качество обучения модели на текущем этапе обучения. Это позволяет определить, как модель производит классификацию на данных, которые она не видела во время обучения, и позволяет отслеживать ее прогресс в обучении.

После каждой итерации цикла обучения модель тестируется на отложенных тестовых данных. Это позволяет получить оценку производительности модели на новых данных и вывести метрики качества, такие как Accuracy, а также метрики Precision, Recall и F1-Score для классификации волны P300. Эти метрики позволяют оценить качество классификации модели с учетом как правильно определенных классов, так и пропущенных и ложных срабатываний. Кроме того, выводится график точности определения моделью волны P300 на обучающих и на проверочных данных.

Результаты обучения 1 и 10 итерации представлены на рисунках 3 и 4.

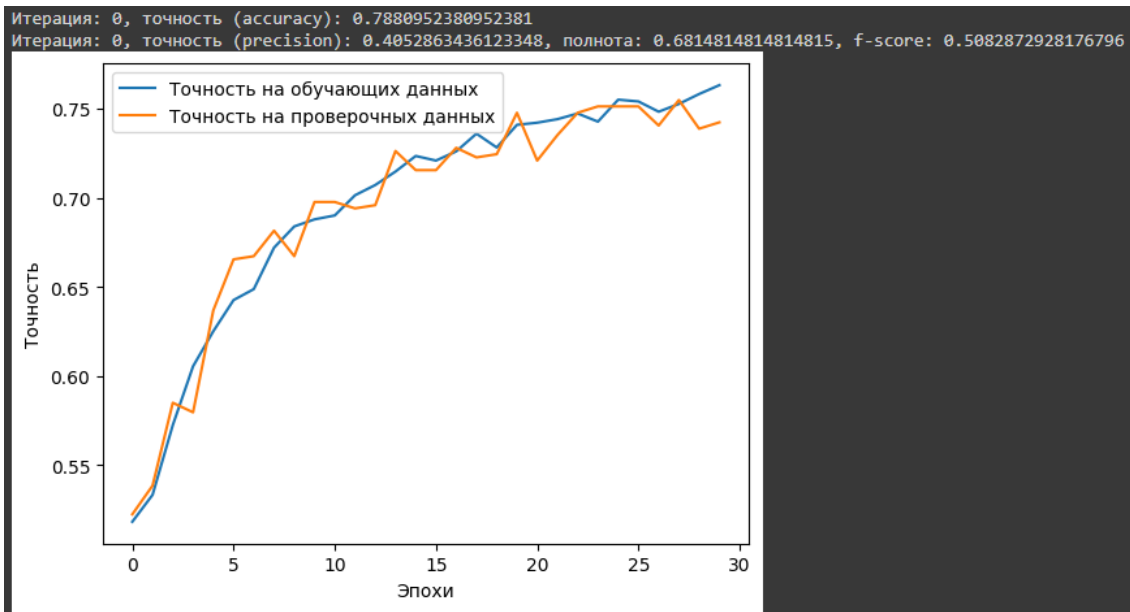


Рис. 3. Первая итерация

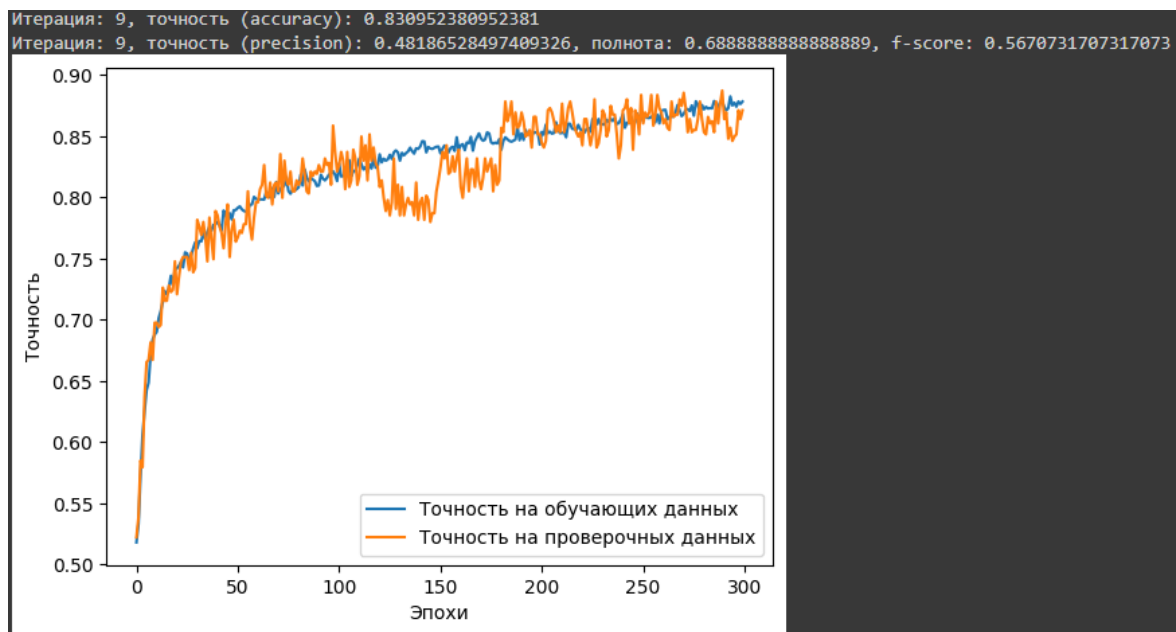


Рис. 4. Десятая итерация

В итоге обучения модели в течении 10 итераций точность предсказания составила 0.830952380952381, а f-score (гармоническое среднее между точностью и полнотой) - 0.5670731707317073

Из результатов видно, что тренировочная и проверочная точность модели постепенно улучшаются с каждой эпохой обучения, начиная с первой итерации (0). Это указывает на то, что модель постепенно учится и адаптируется к данным.

После обучения происходит сохранение состояния модели, включая словарь, содержащий такие параметры, как веса и смещения, для последующего восстановления и анализа на других субъектах.

7. ПРОВЕРКА МОДЕЛИ НА ТЕСТОВЫХ ДАННЫХ ДРУГИХ СУБЪЕКТОВ

Для выполнения проверки точности модели на данных ЭЭГ субъектов, не участвовавших в обучении, в пустую среду загружается ранее сохраненная модель и тестовые данные.

Тестовые данные разделяются на мини-пакеты, которые затем проходят через модель для получения прогнозов модели. Это позволяет оценить, как модель работает на данных, которые она ранее не видела.

Для каждого субъекта вычисляются метрики (accuracy, precision, recall и F1-score) с использованием полученных прогнозов модели и фактических меток из тестовых данных.

Результаты расчетов выводятся отдельно для каждого субъекта, а также вычисляется и выводится среднее значение всех метрик по всем субъектам.

Результаты тестирования сети представлены на рисунке 5.

<p>Результаты для s2.pkl: Точность (Accuracy): 0.6307765602667937 Точность (Precision): 0.17105263157894737 Полнота: 0.3157142857142857 F1-score: 0.22188755020080322</p>	<p>Результаты для s6.pkl: Точность (Accuracy): 0.7017627441638876 Точность (Precision): 0.1377952755905512 Полнота: 0.15 F1-score: 0.1436388508891929</p>
<p>Результаты для s3.pkl: Точность (Accuracy): 0.6687306501547987 Точность (Precision): 0.1351636747624076 Полнота: 0.18285714285714286 F1-score: 0.15543412264723738</p>	<p>Результаты для s7.pkl: Точность (Accuracy): 0.7201048118151501 Точность (Precision): 0.16170212765957448 Полнота: 0.16332378223495703 F1-score: 0.1625089094796864</p>
<p>Результаты для s4.pkl: Точность (Accuracy): 0.7215340638399238 Точность (Precision): 0.12954186413902052 Полнота: 0.11714285714285715 F1-score: 0.12303075768942234</p>	<p>Результаты для s8.pkl: Точность (Accuracy): 0.728203906622201 Точность (Precision): 0.18811881188118812 Полнота: 0.19 F1-score: 0.18905472636815923</p>
<p>Результаты для s5.pkl: Точность (Accuracy): 0.6686517389232968 Точность (Precision): 0.18811881188118812 Полнота: 0.2994269340974212 F1-score: 0.2310668877833057</p>	

Рис. 5. Метрики оценки модели на данных, не участвовавших в обучении

Средние значения метрик приведены на рисунке 6.

<p>Средние результаты: Средняя точность (Accuracy): 0.6913949251122932 Средняя точность (Precision): 0.1587847424989825 Средняя полнота: 0.20263785743523766 Средняя F1-score: 0.1752316864368296</p>

Рис. 6. Средние значения метрик оценки модели на данных, не участвовавших в обучении

Таким образом, средний показатель точности предсказания составил 0.6913949251122932. При этом, максимальная точность для данных, которые не участвовали в обучении, составила 0.728203906622201 для субъекта №8, а минимальная - 0.6307765602667937 для субъекта №2. Это говорит о том, что модель способна выявлять целевые волны у других субъектов. Но значения прочих метрик для оценки модели показывает, что необходимо расширение обучающей базы и совершенствование алгоритма обучения.

8. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе данной работы проведено обучение нейросети для выявления волны P300 в данных ЭЭГ.

Проведен анализ и получены метрики точности работы нейросети для данных субъекта, на чьих данных проводилось обучение.

Проведен анализ и получены метрики точности работы нейросети на данных незнакомых субъектов.

9. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (грант № 24-29-20168).

ЛИТЕРАТУРА

1. Водолазский Д., Патушева А. Как свёрточные нейросети имитируют работу мозга. <https://practicum.yandex.ru/blog/svertochnye-neyronnye-seti/>, 15.11.2023
2. Ramele Rodrigo, Ana Julia Villar, Juan Miguel Santos. EEG Waveform Analysis of P300 ERP with Applications to Brain Computer Interfaces. <https://www.mdpi.com/2076-3425/8/11/199>, 23.10.2023
3. Ramele Rodrigo, Ana Julia Villar, Juan Miguel Santos. P300-Dataset. <https://www.kaggle.com/datasets/rramele/p300samplingdataset/data>, 23.10.2023

REFERENCES

1. Vodolazsky D., Patrusheva A. How convolutional neural networks simulate the work of the brain. <https://practicum.yandex.ru/blog/svertochnye-neyronnye-seti/>, 15.11.2023
2. Ramele Rodrigo, Ana Julia Villar, Juan Miguel Santos. EEG Waveform Analysis of P300 ERP with Applications to Brain Computer Interfaces. <https://www.mdpi.com/2076-3425/8/11/199>, 23.10.2023
3. Ramele Rodrigo, Ana Julia Villar, Juan Miguel Santos. P300-Dataset. <https://www.kaggle.com/datasets/rramele/p300samplingdataset/data>, 23.10.2023

СИСТЕМА РЕГИСТРАЦИИ, ОБРАБОТКИ И АНАЛИЗА ТУРБУЛЕНТНОСТИ СЕРДЕЧНОГО РИТМА ПОСЛЕ ПОДАВЛЕНИЯ ШУМА НА ОСНОВЕ КАРДИОДАТЧИКА HEARTYPATCH

Я.Ю. Шестакова¹, Д.В. Журавлев¹

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

Аннотация. Рассматриваются вопросы создания системы по обработке сигналов электрокардиограммы (ЭКГ), построенного на основе одноканального малогабаритного кардиодатчика-регистратора HeartyPatch, изготовленного по материалам открытых источников и доработанного для решения необходимых поставленных задач. Автономный малогабаритный кардиодатчик-регистратор позволяет в режиме реального времени проводить регистрацию одного канала ЭКГ и передавать полученные данные по радиоканалу на компьютер или смартфон для дальнейшей их обработки. Применительно для кардиодатчика на языке высокого уровня Python было разработано специализированное программное обеспечение (ПО) для обработки переданной кардиодатчиком-регистратором ЭКГ. Программное обеспечение позволяет осуществлять взаимодействие с устройством организуя двухсторонний обмен данными по защищенному протоколу связи. Также программа позволяет проводить предварительную обработку переданных данных: парсинг данных из принятых пакетов, фильтрацию сигнала, подавление специфических помех узкого частотного диапазона, выделения R-R интервалов, а также считывания показателя вариабельности сердечного ритма (BCR). Программное обеспечение позволяет записывать электрокардиограммы, просматривать, анализировать записи, сделанные прибором. Разработанное ПО также позволяет проводить контурный анализ записей и анализ турбулентности сердечного ритма. Таким образом, разработанный комплекс регистрации, обработки и анализа ЭКГ сигналов представляет собой малогабаритное индивидуальное эффективное решение по контролю функционального состояния человека в режиме реального времени. Кардиодатчик-регистратор можно использовать как фитнес-трекер, который вместе с разработанным программным обеспечением представляет собой мощный инструмент диагностики и анализа функционального состояния человека.

Ключевые слова: кардиодатчик-регистратор, фитнес-трекер, HeartyPatch, графический интерфейс, ЭКГ, кардиомонитор, ESP32, ритмограмма, обработка R-R интервалов.

A SYSTEM FOR RECORDING, PROCESSING AND ANALYZING HEART RATE TURBULENCE AFTER NOISE SUPPRESSION BASED ON THE HEARTYPATCH HEART SENSOR

Y.Y. Shestakova¹, D.V. Zhuravlev¹

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

Abstract. The issues of creating an electrocardiogram (ECG) signal processing system based on a single-channel small-sized HeartyPatch heart sensor recorder, manufactured using open source materials and modified to solve the necessary tasks. An autonomous small-sized cardiodetector recorder allows real-time registration of one ECG channel and transmitting the received data via radio channel to a computer or smartphone for further processing. In relation to the cardiodetector, specialized software (software) has been developed in the high-level Python language for processing the ECG transmitted by the cardiodetector recorder. The software allows you to interact with the device by organizing two-way data exchange over a

secure communication protocol. The program also allows you to pre-process the transmitted data: parsing data from received packets, filtering the signal by submitting suppression of specific interference in a narrow frequency range, allocation of R-R intervals, as well as reading the heart rate variability index (HRV). The software allows you to record electrocardiograms, view and analyze recordings made by the device. The developed software also allows for contour analysis of recordings and analysis of heart rate turbulence. Thus, the developed complex of registration, processing and analysis of ECG signals is a small-sized individual effective solution for monitoring the functional state of a person in real time. The heart sensor recorder can be used as a fitness tracker, which, together with the developed software, is a powerful tool for diagnosing and analyzing the functional state of a person.

Keywords: heart sensor recorder, fitness tracker, HeartyPatch, graphical interface, ECG heart monitor, ESP32, rhythmogram, R-R interval processing.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время весьма актуальной является задача своевременной диагностики сердечно-сосудистых заболеваний, позволяющей на ранних этапах предупредить развитие болезней сердца, назначить эффективное лечение и рекомендовать режим и нагрузки. Для диагностики заболеваний сердечно-сосудистой системы используют электрокардиографы - приборы графической регистрации электрических потенциалов на теле человека возникающих при работе его сердца. Умные гаджеты, позволяющие следить за здоровьем уже играют большую роль в нашей жизни, особенно для мониторинга здоровья. Началось все с фитнес-трекеров, теперь все большее распространение получают подключенные устройства, такие как мониторы артериального давления, в том числе «умные» часы, термометры, весы, системы мониторинга жизненно важных показателей.

Сегодня существует потребность в носимых кардиодатчиках-регистраторах, которые позволяют мониторировать состояние пациента круглосуточно. Так же актуальной является разработка таких устройств для определения состояния сердечно-сосудистой системы спортсменов до, после и во время проведения различных нагрузок, правильного планирования режима и характера нагрузки при тренировках и т.д. Так как основные информативные показатели о функциональном состоянии организма формируются из кардиоинтервалограммы (ритмограммы, R-R интервалов), то для ее построения достаточно всего одного отведения ЭКГ, что значительно упрощает разработку носимого, малогабаритного регистратора и делает его более удобным в применении благодаря отсутствию проводов от усилителя биопотенциалов до электродов. Соответственно на первый план выходят удобство использования, малый размер и масса, а также срок работы от батареи/аккумулятора.

Основу разработанного комплекса регистрации составляет микродатчик-регистратор изготовленный по материалам OpenSource проекта с открытым исходным кодом [1].

Устройство HeartyPatch является одним из тех регистраторов, которые специально предназначены для измерения данных ЭКГ и могут сразу отправить результат по Bluetooth или Wi-Fi, благодаря Espressif ESP32 WiSoC (Рисунок 1,2)



Рис. 1. Общий вид платы HeartyPatch



Рис. 2. Общий вид платы HeartyPatch

2. ОСНОВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ ПЛАТЫ И ЕЕ БЛОК-СХЕМА

Блок-схема данной платы представлена на рисунке 3. Структурная блок-схема показывает взаимосвязь компонентов устройства. Исходя из данной схемы можно увидеть, Блок аналоговой обработки сигнала (БАОС) содержит блок фильтрации (БФ), блок усиления сигнала (БУС) и блок коррекции сигнала (БКС). Блок регистрации и анализа (БРиА) включает: блок аналого-цифрового преобразования (БАЦП), микроконтроллер (МК), оперативное запоминающее устройство (ОЗУ). Блок передачи информации (БПИ) состоит из блоков связи с персональным компьютером (БПК), индикации (БИ) и радиоканала (БРК). Аккумуляторная батарея (АКБ) и блок стабилизации напряжения (БСН) представляют блок питания (БП) [2].

Сигналы с электродов обрабатываются микросхемой ЭКГ MAX30003. Микросхема MAX30003 обеспечивает регистрацию одного отведения ЭКГ и подсчет частоты сердечных сокращений. Микросхема обладает высоким входным сопротивлением, низким уровнем шума, программируемым коэффициентом усиления, различными вариантами фильтров нижних и верхних частот и аналого-цифровым преобразователем высокого разрешения.

MAX30003 содержит встроенное аппаратное обеспечение для определения интервалов R-R с использованием адаптации алгоритма определения QRS-комплексов Пан-Томпкинса. Когда идентифицируется событие, связанное с возникновением R-зубца, задается бит состояния RRINT, и регистр RTOR_REG (0x25) обновляется с учетом количества, наблюдаемого с момента последнего события R-зубца.

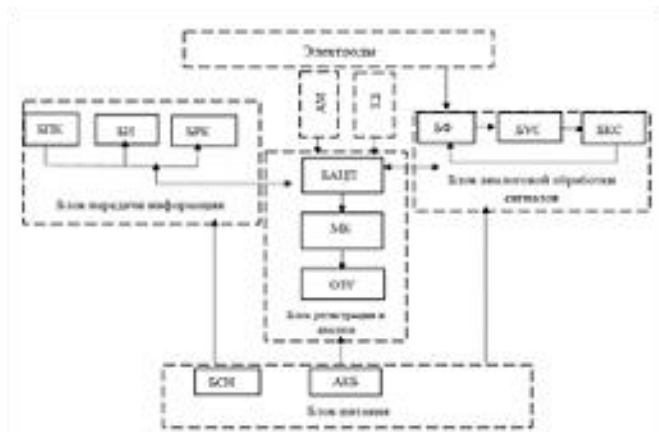


Рис. 3. Структурная блок-схема устройства.

Сигнал при помощи аналого-цифрового преобразователя MAX3003 преобразуется в цифровой код далее передается на микроконтроллер ESP32 для дальнейшей обработки и передачи на смартфон или персональный компьютер (ПК) по радиоканалу. В смартфоне или ПК происходит окончательная обработка сигнала и автоматическая запись его в файлы. Регистрируемый сигнал передается в компьютер для непосредственного визуального наблюдения в реальном масштабе времени с использованием возможностей графического интерфейса.

В роли управляющего микроконтроллера выступает микросхема ESP32. Микросхема ESP32 представляет собой систему на кристалле с интегрированными Wi-Fi и Bluetooth контроллерами. В серии ESP32 используется ядро Tensilica Xtensa LX6. АЦП на ESP32 может измерять напряжения в диапазоне от 0 до 3,3 В. Кроме того, разрешение АЦП и диапазон каналов можно регулировать программно в соответствии с конкретными требованиями [3].

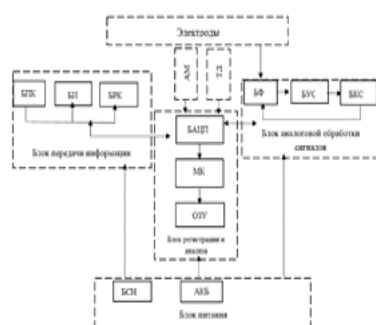


Рис. 4. Схема включения микросхемы MAX3003.

Для питания кардиорегистратора использовалась аккумуляторная батарея (АКБ) LiPo емкостью 450 mAh, размещаемая непосредственно в корпусе кардиорегистратора. Аккумулятор имеет плату защиты и контроля, которая обеспечивает безопасность работы аккумулятора и полностью исключает избыточный заряд или чрезмерный разряд элемента питания, также поддерживает (контролирует) необходимый уровень напряжения АКБ.

Для программирования, прошивки и зарядки аккумулятора используется 1x разъем микро USB-A. Данный разъем используется на малогабаритных цифровых устройствах

для экономии места и, возможно, для более изящного внешнего вида. Также обладает, надежностью, качественным соединением, но при этом обеспечивает более высокую скорость передачи данных.

Преобразователь интерфейсов USB-UART собран непосредственно на плате устройства. Его основу составляет микросхема FTS31XS-U. Данная микросхема позволяет взаимодействовать устройству с ПК через USB-порт. При этом по USB-порту можно программировать устройство, получать данные, использовать порт для питания и зарядки аккумулятора.

3. СХЕМА ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ. ПРОШИВКА УСТРОЙСТВА.

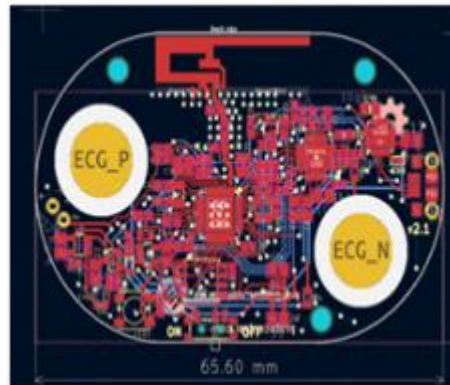


Рис. 5. Вид печатной платы в программе Autodesk Eagle.

Трассировка печатной платы кардиорегистратора была проведена в САПР Autodesk Eagle. Благодаря своей компактности (длина всего 65 мм.) данная плата позволяет создать малогабаритное устройство индивидуального кардиодатчика, который может всегда находиться на грудной клетке человека без причинения ему значительных неудобств. Печатная плата изображена на рисунке 5.

В среде Arduino IDE было разработано программное обеспечение для управления работой кардиорегистратора. Программное обеспечение было разработано по материалам из открытого источника. Исходное программное обеспечение, предлагаемое разработчиками, нами было существенно переработано и дополнено. Повышена стабильность работы устройства, добавлена функция одновременной передачи сырых ЭКГ данных и расчетных данных о количестве RR-интервалов, переработан модуль формирования структуры пакетов данных. Итак, в управляющую программу были включены все необходимые функции платы.

Для прошивки программы в микроконтроллер ESP32 использовалось программное обеспечение Flash Download Tool. ESP32 Flash Download Tool - это официальный инструмент загрузки Espressif, который работает на платформе Windows. Инструмент можно использовать для изменения и создания инициальных BIN, создания консолидированных файлов BIN или программирования нескольких микросхем для производственных циклов.

После удачной загрузки программы, установки электродов и расположении кардиодатчика на груди объекта исследования встроенный RGB светодиод начинает мигать синхронно с биением сердца.

4. ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ЭКГ. ГРАФИЧЕСКИЙ ИНТЕРФЕЙС. СОЗДАНИЕ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ НА ЯЗЫКЕ PYTHON.

Для визуализации обработки полученных данных был разработан графический интерфейс, написанный на языке Python. Графический интерфейс позволяет получать в автоматическом режиме ЭКГ данные регистрируемые кардиодатчиком и отображать их на экране ПК. Данные передаются по радиоканал стандарта WiFi через TCP-сокет. Вид самого графического интерфейса представлен на рисунке 6.



Рис. 6. Графический интерфейс HeartyPatch.

Кардиодатчик-регистратор проводит только предварительную обработку электрокардиосигнала. Основная обработка происходит с помощью разработанного ПО на ПК или смартфоне. Разработанное программное обеспечение для обработки данных показывает тахограмму (интервалы R-R), график Пуанкаре (график повторения, используемый для показа самоподобия между последовательными выборками) и

гистограмму, которая классифицирует интервалы R-R на сегменты, а также количество вхождений каждого из них. Наконец, ПО показывает статус обнаружения аритмии, который считывается из бита состояния аритмии, установленного устройством.

Также на языке Python был разработан модуль для приема и обработки “сырых” данных ЭКГ. Это базовая программа которая обрабатывает необработанные сигналы ЭКГ для получения сглаженного сигнала, позволяющего выделять R-зубцы, формировать ритмограмму и выделять значение частоты сердцебиений. На основе скрипта было создано программное обеспечение, которое позволяет записывать электрокардиограммы, просматривать, анализировать записи, сделанные устройством. Также позволяет проводить контурный анализ записей и анализ турбулентности сердечного ритма [4].

Подробная древовидная структура содержит список всех ритмов, нарушений ритма и проводимости, пауз и экстарсисто, зарегистрированных у пациента. Информативные таблицы позволяют просмотреть статистику как по всем ритмам и нарушениям, так и по конкретному выбранному (Рисунок 7).



Рис. 7. Анализ ритмов в ПО.

Турбулентность сердечного ритма – метод, появившейся в клинической практике сравнительно недавно и используемый для предсказания внезапной сердечной смерти [5]. В таблице представлены параметры ТСР как для каждой экстрасистолы, так и результаты в формате «среднее значение и стандартное отклонение» по выбранному интервалу. Для акцентирования внимания на значениях, выходящих за пределы нормы, они выделяются цветом (рисунок 8).

Time	HR	HRV	Type	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10	T11	T12	T13	T14	T15	T16	T17	T18	T19	T20
0:00	75	81	Синус	4,29	12,57	1776	18	0,18	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0:05	75	81	Синус	2,83	12,87	847	32	0,22	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0:10	75	81	Синус	2,46	12,29	301	38	0,14	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0:15	75	81	Синус	4,84	15,87	292	32	0,17	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0:20	75	81	Синус	7,58	21,84	822	21	0,22	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Рис. 8. Анализ турбулентности сердечного ритма

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данном комплексе регистрации, обработки и анализа турбулентности сердечного ритма был использован разработанный кардиодатчик-регистратор, построенный на основе проекта HeartPatch по материалам открытых источников и доработанного для решения необходимых поставленных задач. Кардиодатчик-регистратор специально предназначен для регистрации данных ЭКГ и может сразу отправить результат по радиоканалам стандартов Bluetooth или Wi-Fi, благодаря использованию микросхемы Espressif ESP32 WiSoC.

В данной работе создана программа, которая на вход принимает значения биологических сигналов электрокардиограммы и далее выполняет поэтапно шаги:

1. Фильтрация биологических сигналов с целью избавления от лишних шумов;
2. Поиск R-R интервалов в электрокардиограмме;
3. Вычисление функциональных показателей для анализа электрокардиограммы;
4. Вынос заключения об электрокардиограмме посредством анализа функциональных показателей.

Благодаря использованию современной элементной базы и доработки программного обеспечения удалось улучшить устройство для обеспечения диагностики состояния сердца при различных видах нагрузок. Теперь можно обрабатывать необработанные сигналы ЭКГ и проводить анализ записей и турбулентности сердечного ритма.

ЛИТЕРАТУРА

1. URL: <https://github.com/patchinc/heartypatch>
2. Журавлев Д.В. // Монография // Аппаратура для электроэнцефалографических исследований / Воронеж, 2021.
3. Журавлев Д.В., Балашов Ю.С., Костин А.А., Резников М.К. // Системы дистанционного контроля функциональных параметров человека / Монография, Воронеж, 2009.
4. Берсенева А.П., Берсенева Е.Ю., Ешманова А.К.,
5. Денисов Л.А., Баевский Р.М. Анализ variability сердечного ритма в оценке состояния здоровья у людей, работающих в условиях хронического стресса // Variability сердечного ритма: Теоретические аспекты и практическое применение.– Ижевск, 2008. – Т.VI.– С. 34–36.

6. Кузнецов А.А. Вариабельность сердечного ритма в прогнозной диагностике // Циклы: матер. IV Межд. Конф. Ч. 1. — Ставрополь: Изд-во Сев.-Кав. ГТУ, 2002. — С.185190.

REFERENCES

1. URL:<https://github.com/patchinc/heartypatch>
2. Zhuravlev D.V. // Monograph // Equipment for electroencephalographic studies / Voronezh, 2021.
3. Zhuravlev D.V., Balashov Yu.S., Kostin A.A., Reznikov M.K. // Systems for remote monitoring of human functional parameters / Monograph, Voronezh, 2009.
4. Berseneva A.P., Bersenev E.Yu., Eshmanova A.K.,
5. Denisov L.A., Baevsky R.M. Analysis of heart rate variability in assessing the health status of people working under conditions of chronic stress // Heart rate variability: Theoretical aspects and practical application. – Izhevsk, 2008. – T.VI. – pp. 34–36.
6. Kuznetsov A.A. Heart rate variability in predictive diagnostics // Cycles: material. IV Int. Conf. Part 1.— Stavropol: Publishing House of North Caucasus. GTU, 2002.— P. 185190.

СЛЕПАЯ ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ КАНАЛА В БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМАХ OFDM – ППРЧ

В. Г. Карташевский¹, Е. С. Семенов², А. С. Сазонов³

¹ Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), Самара, РФ

² Волгоградский государственный университет (ВолГУ), Волгоград, РФ

³ АО «НИИ «Вектор», Санкт-Петербург, РФ

Аннотация. В работе рассматривается один из возможных вариантов организации системы связи по технологии псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ) с использованием сигналов OFDM в условиях, когда оценка импульсной характеристики канала связи с памятью на приемной стороне формируется на основе слепой идентификации. На передаче каждый OFDM-символ формируется без «защитных промежутков», и на приёмник сообщение доставляется путём последовательной передачи отсчётов огибающей OFDM-символа по каналу связи. В работе использован метод максимального правдоподобия для формирования совместно оптимальных оценок отсчётов импульсной характеристики и отсчётов огибающей OFDM-символа с использованием разнесённого приема (векторного канала), что при определенных ограничениях дает сходимость оценивания. Оценки отсчётов огибающей OFDM-символа формируются (при полученных «слепых» оценках отсчётов импульсной характеристики) из решения системы линейных алгебраических уравнений. Задача демодуляции решается использованием процедуры БПФ для набора оценок отсчётов огибающей принимаемого OFDM-символа. Приводятся данные компьютерного эксперимента по влиянию точности оценивания отсчётов огибающей OFDM-символа на помехоустойчивость приёма.

Ключевые слова: слепое оценивание канала, технология ППРЧ, обработка сигналов OFDM в каналах с памятью, метод регуляризации.

BLIND ESTIMATION OF CHANNEL PARAMETERS IN OFDM – FHSS WIRELESS SYSTEMS

V. G. Kartashevsky¹, E. S. Semenov², A. S. Sazonov³

¹ Povolzhsky State University of Telecommunications and Informatics (PSUTI), Samara, Russian Federation

² Volgograd State University (VolSU), Volgograd, Russian Federation

³ JSC "Research Institute "Vector", St. Petersburg, Russia

Abstract. The paper considers one of the possible options for organizing a communication system using pseudorandom frequency tuning technology using OFDM signals in conditions when the evaluation of the impulse response of a communication channel with memory on the receiving side is formed on the basis of blind identification. During transmission, each OFDM symbol is formed without "protective gaps", and the message is delivered to the receiver by sequentially transmitting samples of the envelope of the OFDM symbol over the communication channel. The paper uses the maximum likelihood method to form jointly optimal estimates of pulse response samples and OFDM symbol envelope samples using a spaced reception (vector channel), which, under certain restrictions, gives the convergence of the estimation. Estimates of the samples of the envelope of the OFDM symbol are formed (with the obtained "blind" estimates of the samples of the impulse response) from the solution of a system of linear algebraic equations. The demodulation problem is solved

using the FFT procedure for a set of estimates of the envelope counts of the received OFDM symbol. The data of a computer experiment on the effect of the accuracy of estimating the samples of the envelope of the OFDM symbol on the noise immunity of reception are presented.

Keywords: blind channel estimation, RFP technology, OFDM signal processing in memory channels, regularization method.

1. ВВЕДЕНИЕ

Псевдослучайная перестройка рабочей частоты (ППРЧ) представляет собой один из эффективных методов расширения спектра, при котором сигнал занимает полосу частот значительно более широкую по сравнению с полосой, минимально необходимой для передачи информации. Рабочая частота сигнала скачкообразно перестраивается в широких пределах выделенного для связи частотного диапазона в соответствии с псевдослучайным кодом, известным только на приемной стороне и неизвестным всем, кто пытается перехватить радиопередачу или организовать постановку помех [1].

Согласно [1] в классификации технологии ППРЧ предусмотрены «быстрые» и «медленные» технологии, которые характеризуются временем занятия полосы частот для каждого скачка частоты передаваемого сигнала. Даже при «медленных» реализациях, как правило, возникают трудности с организацией в месте приема когерентной обработки принимаемых сигналов из-за отсутствия информации о состоянии канала на момент его использования. Внедрение испытательных сигналов в структуру скачка, как описано, например, в [6] при использовании технологии OFDM, приводит к потерям пропускной способности системы передачи. Поэтому существует интерес к использованию слепых методов обработки сигналов OFDM при «медленной» реализации ППРЧ [7, 8, 9, 10].

2. МОДЕЛЬ СИГНАЛОВ OFDM В СИСТЕМАХ ППРЧ

Будем рассматривать ситуацию, когда на интервале времени одного скачка передаётся один символ OFDM, формируемый без префикса и постфикса. При этом сигнал на передаче на интервале времени одного скачка представляет собой набор последовательно передаваемых комплексных отсчётов огибающей OFDM-символа, записываемых в виде

$$\dot{u}_l = \sum_{i=0}^{N-1} \dot{d}_i \exp \left\{ j \frac{2\pi i}{T} \Delta t \right\}, \quad l, i = 0, 1, \dots, N-1, \quad \Delta t = \frac{T}{N-1}, \quad (1)$$

где: - \dot{d}_i - i -й модулирующий символ из используемого сигнального созвездия,
 - N - количество поднесущих в OFDM символе,
 - T - длительность OFDM-символа.

Отсчёты $\dot{u}_l, l = 0, 1, \dots, N-1$, огибающей OFDM-символа после их создания на передаче в блоке ОБПФ должны быть последовательно переданы по каналу связи, свойства которого неизвестны.

Если в канале существует временное рассеяние энергии передаваемого сигнала (память канала), то при последовательной передаче комплексных отсчетов огибающей OFDM-символа из-за временного рассеяния, которое можно определить как $\tau_p \approx M \cdot \tau_0$ (M - количество отсчетов импульсной характеристики канала, τ_0 - интервал времени между отсчетами комплексной огибающей OFDM-символа), на любой передаваемый

отсчет $\dot{u}_l, l = 0, 1, \dots, N-1$ на приеме будет оказывать интерференционное воздействие каждый из $(M-1)$ предшествующих отсчетов.

Если импульсная характеристика канала с постоянными параметрами определяется отсчетами h_0, h_1, \dots, h_{M-1} , то на приемной стороне сигнал, соответствующий OFDM-символу, наблюдаемый на интервале анализа $T_a = (N+M-1)\tau_0$, запишется в виде

$$\dot{z}(t, \mathbf{U}_j) = \sum_{k=0}^{N-1} \dot{u}_{kj} h(t - k \cdot \tau_0) + \dot{w}(t) \quad (2)$$

В выражении (2): $\mathbf{U}_j = [\dot{u}_0, \dot{u}_1, \dots, \dot{u}_{N-1}]_j^T$ - вектор отсчетов огибающей OFDM-символа, $[\cdot]^T$ - символ транспонирования, $\dot{w}(t)$ - реализация аддитивной помехи, $j = 0, 1, \dots, N^N - 1$.

Предположение о постоянстве параметров на интервале анализа $T_a = (N+M-1)\tau_0$ вполне оправдано. Например, в канале связи декаметрового диапазона быстрые замирания определяются квазипериодом в 1с, а интервал рассеяния (интервал многолучёвости) канала характеризуется значением 2,5мс. Если в качестве модулирующего сигнала использовать QAM-4 с количеством поднесущих в OFDM-символе $N = 4$ и «расставить» поднесущие с интервалом 700Гц в полосе стандартного телефонного канала, а отсчёты огибающей OFDM-символа передавать со скоростью $1600 \text{ отсчёт}/\text{с}$, то интервал τ_0 составит 625мкс и на интервале рассеяния 2,5мс уложится как раз 4 отсчёта огибающей. При этом интервал анализа составит 4,375мс, а скорость передачи составит 3200бит/с.

3. СЛЕПАЯ ОЦЕНКА КАНАЛА СВЯЗИ С ПАМЯТЬЮ

Как следует из соотношения (2) в месте приема необходимо при неизвестной импульсной характеристике канала сформировать оценки отсчётов $\dot{u}_k, k = 0, 1, \dots, N-1$, огибающей OFDM-символа, которые для решения задачи демодуляции (принятие решения о передаваемых символах \dot{d}_i) необходимо подвергнуть операции вычисления БПФ.

Постоянство параметров канала на интервале анализа позволяет решать задачу оценки неизвестной последовательности $\{\dot{u}_k\}$ в канале с неизвестными свойствами методами слепой идентификации [11, 12]. При этом, как показано в работе [13], целесообразно применить метод максимального правдоподобия для формирования совместно оптимальных оценок отсчётов импульсной характеристики и отсчётов огибающей OFDM-символа с использованием разнесённого приема (векторного канала), что дает сходимость оценивания при размере выборки K из наблюдаемого сигнала, удовлетворяющей условию $K \geq 2M$.

В работе [11] показано, что необходимые и достаточные условия сходимости оценок требуют, чтобы:

- каналы в системе не были бы идентичны,
- последовательность символов в пачке не была нулевой, постоянной или содержала признаки периодичности,
- в наличии было достаточное количество отсчетов K .

Будем считать, что в месте приема имеется по K выходных отсчетов в каждой из L ветвей разнесения. Тогда в матричной форме сигнал в месте приема может быть представлен в виде

$$\dot{\mathbf{Z}} = \mathbf{H}\dot{\mathbf{U}} + \dot{\mathbf{W}}, \quad (3)$$

где \mathbf{H} - матрица размером $KL \times K$, составленная из векторов \mathbf{h} импульсных характеристик каналов (память M предполагается одинаковой для всех каналов),

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_L \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$\mathbf{H}_i = \begin{bmatrix} h_i(M-1) & \cdots & h_i(0) & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & h_i(M-1) & \cdots & h_i(0) \end{bmatrix}, \quad i=1, \dots, L, \quad (5)$$

$$\dot{\mathbf{Z}} = [\dot{z}_0^{(1)}, \dots, \dot{z}_{K-1}^{(1)}, \dots, \dot{z}_0^{(L)}, \dots, \dot{z}_{K-1}^{(L)}]^T, \quad (6)$$

$$\dot{\mathbf{U}} = [\dot{u}_0, \dots, \dot{u}_{K+M-2}]^T. \quad (7)$$

Если $\dot{w}(t)$ - гауссовский процесс с дисперсией σ^2 , то функционал правдоподобия представится в виде

$$\Lambda(\dot{\mathbf{Z}} | \mathbf{H}, \dot{\mathbf{U}}) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{KL}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \|\dot{\mathbf{Z}} - \mathbf{H}\dot{\mathbf{U}}\|^2\right),$$

и, соответственно, совместная оценка максимального правдоподобия (МП) для \mathbf{H} и $\dot{\mathbf{U}}$ как

$$(\hat{\mathbf{H}}, \hat{\dot{\mathbf{U}}})_{\text{МП}} = \arg \min_{\mathbf{H}, \dot{\mathbf{U}}} \|\dot{\mathbf{Z}} - \mathbf{H}\dot{\mathbf{U}}\|^2.$$

Для фиксированного \mathbf{H} , МП-оценка $\dot{\mathbf{U}}$ имеет вид

$$\hat{\dot{\mathbf{U}}} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \dot{\mathbf{Z}}.$$

Подставляя $\dot{\mathbf{U}}$ в $(\hat{\mathbf{H}}, \hat{\dot{\mathbf{U}}})_{\text{МП}}$, получим

$$\hat{\mathbf{H}} = \arg \min_{\mathbf{H}} \|(I - \mathbf{H}(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T) \dot{\mathbf{Z}}\|^2.$$

В литературе описано достаточно большое число итерационных подходов к нелинейной оптимизации данного типа [12].

Здесь будем использовать методику, изложенную в работах [13, 14], в соответствии с которой, оценки составляющих матрицы \mathbf{H} могут быть получены в виде двухэтапной процедуры

$$\hat{\mathbf{h}}_1 = \arg \min_{\|\mathbf{h}\|=1} \mathbf{h}^T \dot{\mathbf{Z}}_L^H \dot{\mathbf{Z}}_L \mathbf{h}, \quad (8)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_2 = \arg \min_{\|\mathbf{h}\|=1} \mathbf{h}^T \dot{\mathbf{Z}}_L^H (\mathbf{Q}_L^T \mathbf{Q}_L)^\# \dot{\mathbf{Z}}_L \mathbf{h}, \quad (9)$$

где матрица $\dot{\mathbf{Z}}_L$ составлена из отсчетов наблюдаемого сигнала, а матрица \mathbf{Q}_L - из блоков матрицы \mathbf{H} . Причем первая оценка рекомендована при отсутствии мешающего процесса $w(t)$ на входе приемника, а вторая - при относительно большом отношении сигнал/шум.

Минимизация по условию $\|\mathbf{h}\| = 1$ означает, что в качестве оценки принимается собственный вектор матрицы, соответствующий ее минимальному собственному значению (символ # обозначает псевдообращение по Муру-Пенроузу).

Практически во всех работах по слепой идентификации указывается на то, что из-за минимизации с условием $\|\mathbf{h}\| = 1$ оценки отсчётов импульсной характеристики отличаются от истинных значений некоторым скалярным множителем, определение которого представляет собой сложную задачу [14].

Единственной априорной информацией, необходимой для реализации алгоритма максимального правдоподобия при слепом оценивании импульсной характеристики, является память канала, характеризуемая величиной M , которая при известных τ_p и τ_0

определяется как
$$M = \frac{t_p}{t_0}.$$

После решения задачи идентификации импульсной характеристики канала с памятью на основе метода максимального правдоподобия может быть решена и задача оценивания составляющих вектора $\hat{\mathbf{U}}$ - отсчётов огибающей принятого OFDM-символа.

Задача оценивания отсчётов огибающей OFDM-символа при известных (или оцененных) отсчётах импульсной характеристики канала связи с памятью основана на рассмотрении уравнения (2) и как показано в работе [6], решается, как обратная задача, методом регуляризации. При этом получаемые оценки компонент вектора $\hat{\mathbf{U}}$ с вероятностью 1 определяют главное квазирешение уравнения (3). Данное квазирешение минимизирует невязку $\|\mathbf{H}\hat{\mathbf{U}} - \hat{\mathbf{Z}}\|$ и норму $\|\hat{\mathbf{U}}\|$, а элементы матрицы $\hat{\mathbf{U}}$ ищутся из условия минимизации функционала $\|\mathbf{H}\hat{\mathbf{U}} - \hat{\mathbf{Z}}\|^2 + \alpha\|\hat{\mathbf{U}}\|^2$ с параметром регуляризации α . В итоге с применением алгоритма «приём «в целом» с поэлементным формированием оценки» (ПЦПФО) и использованием «обратной связи по оценке» (ОСО) [6] минимизация регуляризирующего функционала приводит к решению системы линейных алгебраических уравнений, порядок которой определяется числом отсчётов импульсной характеристики канала связи с памятью.

Рассмотрим формирование слепых оценок отсчётов импульсной характеристики при двух ветвях разнесения, $M = 4$ и $K = 8$, что удовлетворяет условию $K \geq 2M$.

Далее будем следовать работе [13].

В [14] показано, что если выполняется первое условие идентификации и $K \geq 2M$, то ортогональной матрицей дополнений матрицы \mathbf{H} является матрица \mathbf{Q}_L , которая может быть определена из условия

$$\mathbf{P}_{Q_L} + \mathbf{P}_H = \mathbf{I}, \quad (10)$$

где \mathbf{P}_H – проектирующая ортогональная матрица на подпространство \mathbf{H} ,

\mathbf{I} - единичная матрица.

$$\mathbf{P}_H = \mathbf{H}(\mathbf{H}^T\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^T. \quad (11)$$

Данное соотношение следует из свойства взаимной симметрии выходных сигналов каналов, на входе которых присутствует одна и та же информационная последовательность [15]. Свойство взаимной симметрии выходных сигналов позволяет получить предварительные оценки импульсной характеристики двух используемых каналов согласно выражению (8) при неизвестном информационном содержании

передаваемого OFDM символа, т.е. в данной ситуации при неизвестных значениях отсчётов огибающей OFDM символа.

Для двух ветвей разнесения ($L=2$) матрица \mathbf{Q}_2 записывается в виде

$$\mathbf{Q}_2^T = [-\bar{\mathbf{H}}_2 \quad \bar{\mathbf{H}}_1], \quad (12)$$

где $\bar{\mathbf{H}}_i$ - верхние левые блоки размером $(K-M) \times K$ матрицы \mathbf{H}_i .

Используя коммутативное свойство линейной свертки $\mathbf{Q}_L \dot{\mathbf{Z}} = \dot{\mathbf{Z}}_L \mathbf{h}$, при $L=2$ для $\dot{\mathbf{Z}}_2$ получим

$$\dot{\mathbf{Z}}_2 = [\dot{\mathbf{Z}}_{(2)} - \dot{\mathbf{Z}}_{(1)}], \quad (13)$$

$$\text{где } \dot{\mathbf{Z}}_{(i)} = \begin{bmatrix} \dot{z}_i(M) & \cdots & \dot{z}_i(0) \\ \vdots & & \vdots \\ \dot{z}_i(K-1) & \cdots & \dot{z}_i(K-M-1) \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2. \quad (14)$$

При этом можно выражение (8) переписать в виде

$$\hat{\mathbf{h}}_1 = \underset{\|\mathbf{h}\|=1}{\operatorname{argmin}} \mathbf{h}^T \dot{\mathbf{Z}}_2^H \dot{\mathbf{Z}}_2 \mathbf{h}, \quad (15)$$

а составляющие его матрицы для случая $M=4$, $L=2$ и $K=8$ получаются из исходных матриц, имеющих вид для одной ветви разнесения

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} h_1(3) & h_1(2) & h_1(1) & h_1(0) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_1(3) & h_1(2) & h_1(1) & h_1(0) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_1(3) & h_1(2) & h_1(1) & h_1(0) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h_1(3) & h_1(2) & h_1(1) & h_1(0) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_1(3) & h_1(2) & h_1(1) & h_1(0) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_1(3) & h_1(2) & h_1(1) & h_1(0) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_1(3) & h_1(2) & h_1(1) & h_1(0) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_1(3) & h_1(2) & h_1(1) & h_1(0) \end{bmatrix}, \quad (16)$$

$$\bar{\mathbf{H}}_1 = \begin{bmatrix} h_1(3) & h_1(2) & h_1(1) & h_1(0) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_1(3) & h_1(2) & h_1(1) & h_1(0) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_1(3) & h_1(2) & h_1(1) & h_1(0) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h_1(3) & h_1(2) & h_1(1) & h_1(0) \end{bmatrix}, \quad (17)$$

$$\dot{\mathbf{Z}}_{(i)} = \begin{bmatrix} \dot{z}_i(4) & \cdots & \dot{z}_i(0) \\ \vdots & & \vdots \\ \dot{z}_i(7) & \cdots & \dot{z}_i(3) \end{bmatrix}, \quad (18)$$

с очевидной модификацией для другой ветви разнесения.

Минимизация правой части выражения (15) с условием, что норма вектора импульсных характеристик должна равняться единице, означает [16], что в качестве решения выбирается собственный вектор матрицы $\dot{\mathbf{Z}}_2^H \dot{\mathbf{Z}}_2$, соответствующий минимальному собственному значению этой матрицы.

Оценка второго этапа (формула (9)) опять соответствует процедуре поиска минимального собственного значения матрицы $\dot{\mathbf{Z}}_2^H (\mathbf{Q}_2^T \mathbf{Q}_2)^{\#} \dot{\mathbf{Z}}_2$, только подматрицы $\bar{\mathbf{H}}_i$ определяются теперь оценками вектора импульсных характеристик \mathbf{h}_c , полученными на первом этапе. Смысл второго этапа заключается в уточнении предварительных оценок, полученных на первом этапе, посредством минимизации невязки $\|\hat{\mathbf{H}}\dot{\mathbf{U}} - \dot{\mathbf{Z}}\|$ (при неявно заданном значении $\dot{\mathbf{U}}$), что, как указано выше, предполагает минимизацию нормы $\|\mathbf{h}\|$.

В силу того, что оценки на первом и втором этапе ищутся при условии $\|\mathbf{h}\|=1$, эти оценки могут отличаться от истинных значений отсчетов в матрице \mathbf{H} произвольным скалярным множителем, одинаковым для всех отсчетов импульсной реакции в одной ветви разнесения. Определение скаляра, как указано в [11], является отличительным фактом для всех методов слепого оценивания и представляет самостоятельную задачу, решение которой по сложности сопоставимо с задачей оценивания.

На рисунке 1 отражена последовательность этапов вычислений отсчетов импульсной характеристики по рассматриваемому алгоритму.

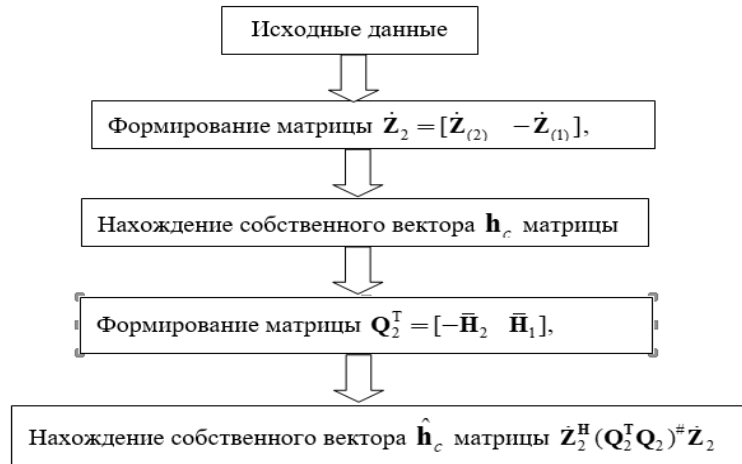


Рис. 1. Последовательность этапов слепого оценивания отсчетов ИХ канала по критерию максимального правдоподобия

4. ОЦЕНИВАНИЕ ОТСЧЁТОВ ОГИБАЮЩЕЙ OFDM СИМВОЛА

Обозначим оценки, окончательно полученные по приведённому алгоритму как $\hat{\mathbf{h}}$, и далее будем решать задачу демодуляции посредством формирования оценок отсчетов $\{\hat{u}_k\}$ огибающей OFDM символа с последующим их накоплением и использованием операции БПФ [6].

Оценки отсчетов $\{\hat{u}_k\}$ огибающей OFDM символа формируются с использованием алгоритма ПЦПФО, основанного на применении ОСО.

Предполагая известной оценку отсчетов импульсной характеристики канала связи с памятью $\hat{\mathbf{h}} = [\hat{h}_0, \hat{h}_1, \dots, \hat{h}_{M-1}]^T$, полученную после двухэтапной процедуры оценивания, в месте приёма (для одной ветви разнесения) согласно соотношению (2) можно записать систему уравнений, справедливую для отсчетов сигнала на интервале памяти канала M (здесь $M=4$) с момента начала наблюдения

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_0 &= \dot{u}_0 \hat{h}_0 + \dot{w}_0 \\
 \dot{z}_1 &= \dot{u}_0 \hat{h}_1 + \dot{u}_1 \hat{h}_0 + \dot{w}_1 \\
 \dot{z}_2 &= \dot{u}_0 \hat{h}_2 + \dot{u}_1 \hat{h}_1 + \dot{u}_2 \hat{h}_0 + \dot{w}_2 \\
 \dot{z}_3 &= \dot{u}_0 \hat{h}_3 + \dot{u}_1 \hat{h}_2 + \dot{u}_2 \hat{h}_1 + \dot{u}_3 \hat{h}_0 + \dot{w}_3.
 \end{aligned} \tag{19}$$

Согласно алгоритму ПЦПФО, решать данную систему следует только для формирования оценки \hat{u}_0 , т.к. только от передаваемого отсчёта \hat{u}_0 реакция целиком

укладывается на интервале памяти $M = 4$. После получения оценки \hat{u}_0 интервал анализа сдвигается по оси времени на один такт и с использованием «обратной связи по оценке» (ОСО) формируется новый набор принимаемых отсчётов $\{\hat{z}'_1, \hat{z}'_2, \hat{z}'_3, \hat{z}'_4\}$ в виде

$$\begin{aligned}\hat{z}'_1 &= \hat{z}_1 - \hat{u}_0 \hat{h}_1 \\ \hat{z}'_2 &= \hat{z}_2 - \hat{u}_0 \hat{h}_2 \\ \hat{z}'_3 &= \hat{z}_3 - \hat{u}_0 \hat{h}_3 \\ \hat{z}'_4 &= \hat{u}_1 \hat{h}_0 + \hat{u}_2 \hat{h}_1 + \hat{u}_3 \hat{h}_2 + \hat{u}_4 \hat{h}_0 + \hat{w}_4.\end{aligned}\quad (20)$$

Соотношение (20) поясняет действие механизма «обратной связи по оценке» (ОСО) в алгоритме ПЦПФО.

Так, сдвигаясь рекуррентно по оси времени на один такт и оценивая лишь первый отсчёт \hat{u} на текущем интервале, можно получить все необходимые оценки $\{\hat{u}_l\}$ для $l = \overline{0, N-1}$.

В выражениях (19) и (20) использовались оценки отсчётов импульсной характеристики $\{\hat{h}_i\}, i = \overline{0, M-1}$, которые, как указано выше, могут отличаться от истинных значений некоторой константой.

В силу того, что соотношения (19) и (20) представляют собой систему линейных алгебраических уравнений, задачу определения константы, которая необходима для формирования оценок отсчётов импульсной характеристики, можно «перенести» на задачу определения константы для получения «правильных» оценок отсчётов $\{\hat{u}_l\}$ огибающей OFDM символа.

В работе предлагается подход, основанный на знании всех возможных наборов символов \hat{d}_i , модулирующих каждую поднесущую на передаче. Для всех этих наборов символов \hat{d}_i в месте приёма могут быть рассчитаны наборы отсчётов $\hat{u}_l, l = \overline{0, N-1}$ огибающей OFDM символов и найдены их средние значения, обозначаемые как $\bar{u}_l, l = \overline{0, N-1}$. После получения из решения системы (20) оценок $\{\hat{u}_l\}$ могут быть сформированы откорректированные значения отсчётов огибающей OFDM-символа, которые должны подаваться на блок БПФ для решения задачи демодуляции относительно передаваемых символов $\hat{d}_l, l = \overline{0, N-1}$. Откорректированные значения

$$k_l = \frac{\bar{u}_l}{\hat{u}_l}, l = \overline{0, N-1}$$

определяются с использованием скалярных констант k_l в виде

$$\tilde{u}_l = \frac{\hat{u}_l}{k_l}, l = \overline{0, N-1}$$

Для примера, рассмотренного выше, где рассматривалось использование модуляции QAM-4, все четыре модулирующих символа, представляемые векторами на комплексной плоскости, имеют одинаковые размеры векторов, и поэтому можно ограничиться вычислением одной скалярной константы.

5. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМА

Именно для этого случая путём проведения простого эксперимента были получены количественные результаты по влиянию ошибки оценивания на приёмной стороне значений отсчётов огибающей OFDM-символа на помехоустойчивость приёма дискретных сообщений. Рассматривалась последовательность векторов зашумлённых выборок отсчётов огибающей $\dot{u}_l, l = \overline{0, N-1}$ для OFDM-QAM-4 в виде $U_j = [\hat{u}_0, \hat{u}_1, \hat{u}_2, \hat{u}_3]_j^T, j = \overline{1, 10^6}$. При этом каждый i -ый отсчёт $\hat{u}_i, i = \overline{0, 3}$, представлялся как $\hat{u}_i = u_i + \dot{w}_i$, где \dot{w}_i - отсчёты «белого» гауссовского шума с заданной постоянной дисперсией σ^2 . Данная последовательность векторов подавалась на блок вычисления БПФ, на выходе которого решалась задача демодуляции посредством полного перебора сравнений набора полученных оценок на выходе блока БПФ с опорным набором векторов с известными двоичными модулирующими символами.

Для OFDM-QAM-4 полное число переборов составляло $4^4 = 256$ для каждой итерации. Результат моделирования представлен на рисунке 2, на котором отношение

сигнал/шум определялось как $10 \lg \frac{\|u\|^2}{\sigma^2}$.

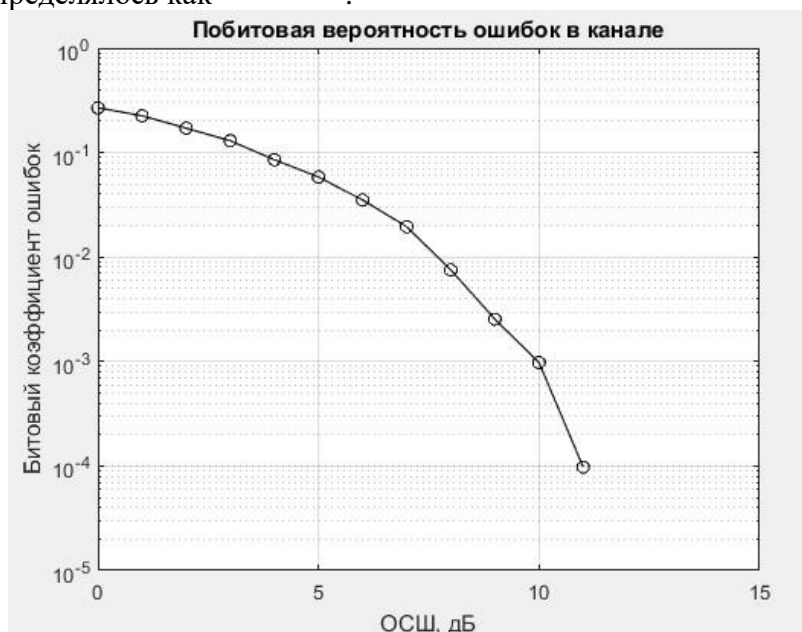


Рис. 2. Помехоустойчивость приёма сигналов OFDM-QAM-4 в канале с постоянными параметрами

Рисунок 2 даёт верхнюю границу помехоустойчивости приёма сигналов при гауссовском распределении ошибки оценивания отсчётов огибающей OFDM-символа. Это объясняется тем, что реально используемая процедура нормирования отсчётов огибающей после решения систем линейных уравнений (19) и (20) исключает появление выбросов, характерных для генерируемой шумовой последовательности, и поэтому истинная кривая изменения вероятности ошибки расположится ниже приведенной на рисунке 2.

Использование упрощенного варианта моделирования влияния ошибок оценивания отсчётов огибающей OFDM-символа при слепой идентификации

импульсной характеристики канала связано с тем, что вычислительные процедуры матричного исчисления (обращение матриц, вычисление собственных значений и векторов), даже при не больших размерах матриц, существенно времязатратны, что не позволяет получить достаточной статистики для оценки вероятности битовых ошибок.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Использование технологии OFDM ППРЧ в канале с памятью возможно при использовании методов слепой идентификации для формирования оценок отсчётов импульсной характеристики, которые необходимы для организации когерентного приёма.

Приведенные результаты определяют потенциальные возможности рассмотренного метода обработки OFDM сигналов с применением слепого оценивания.

ЛИТЕРАТУРА

1. Системы радиосвязи с расширенным спектром сигналов (аналитический обзор) / В.И. Борисов, В.М. Зинчук, В.И. Николаев и др. // Теория и технология радиосвязи, 1998. – Выпуск 1. – с. 18-48.
2. Карпухин Е.О., Мазепа Р.Б., Михайлов В.Ю. Исследование перспективных сигнально-кодовых структур на основе FH-OFDM под воздействием доплеровского сдвига частоты // Высокотехнологичные технологии в космическом исследовании Земли. 2016. Том 8. № 1. с. 12-16.
3. Строкова А. Ю., Фролов А. Н., Алешечкин А. М. Эффективность использования OFDM в тропосферном канале связи, пути повышения помехоустойчивости // Вестник СибГАУ. № 2(48). 2013. С.91-94
4. Дворников С. В., Пшеничников А. В., Манаенко С. С. Статистические характеристики помехоустойчивых радиолиний с управлением частотным ресурсом // Информационные технологии, том 25, № 1, 2019, с. 35-40.
5. Иванов Д. В., Иванов В. А., Рябова Н. В., Овчинников В. В., Катков Е. В. Способ дополнительного повышения скрытности и помехоустойчивости широкополосных КВ-радиосистем1. Системы радиосвязи с расширением спектра сигналов (аналитический обзор) / В.И. Борисов, В.М. Зинчук, В.И. Николаев и др. // Теория и техника радиосвязи, 1998. – Вып.1. – с. 18-48.
6. Карташевский В.Г., Семенов Е.С. Совместное определение параметров частно-селективных каналов в системе OFDM // Связь, №10, 2023, с.64-70.
7. Жуйфэн, З. Оценка слепого канала для предварительно закодированной системы OFDM / З. Жуйфэн // Международная конференция IEEE по акустике, речи и обработке сигналов (ICASSP'05). – IEEE, 2005. – С. 469-472. – DOI: 10.1109/ICASSP.2005.1415748.
8. Петропулу, А. Слепая оценка канала OFDM с помощью простого линейного предварительного кодирования / А. Петропулу, Р. Чжан, Р. Лин // Транзакции IEEE по беспроводной связи. – 2004. – Том 3, выпуск 2. – С. 647-655. – DOI: 10.1109/TWC.2003.821140.
9. Гао, Ф. Простая оценка слепого канала на основе подпространства для систем OFDM / Ф. Гао, А.А. Налланатан // Конференция IEEE по беспроводной связи и сетям (WCNC 2006). – 2006. – С. 1515-1518. – DOI: 10.1109/WCNC.2006.1696512.
10. Горячкин О.В. Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи.- М.: Радио и связь, 2003. – 230с.
11. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского - М.: Радио и Связь. 2000.- 800с.

12. Карташевский В.Г., Шатилов С.В. Прием пакетов сигналов ФМ-4 в каналах с рассеянием // Радиотехника, 2011, т.65, № 7, с. 26 - 35.
13. Абед-Мераим К., Цю В., Хуа Ю. Идентификация слепой системы. // Труды IEEE, 1997, том 85, стр. 1308-1322.
14. Хуа Ю. Быстрое максимальное правдоподобие для слепой идентификации нескольких каналов FIR. // IEEE Transactions on Signal Processing, том 44, март, 1996, стр.661-672.

REFERENCES

1. Radio communication systems with an extended spectrum of signals (analytical review) / V.I. Borisov, V.M. Zinchuk, V.I. Nikolaev, etc. // Theory and technology of radio communication, 1998. – Issue 1. – pp. 18-48.
2. Karpukhin E.O., Mazepa R.B., Mikhailov V.Yu. Research of promising signal-code structures based on FH-OFDM under the influence of Doppler frequency shift // High-tech technologies in the space exploration of the Earth. 2016. Volume 8. No. 1. pp. 12-16.
3. Strokova A. Yu., Frolov A. N., Aleshechkin A.M. Efficiency of using OFDM in the tropospheric communication channel, ways to increase noise immunity // Bulletin of SibGAU. No. 2(48). 2013. pp.91-94
4. Dvornikov S. V., Pshenichnikov A.V., Manaenko S. S. Statistical characteristics of noise-resistant radio lines with frequency resource management // Information technologies, volume 25, No. 1, 2019, pp. 35-40.
5. Ivanov D. V., Ivanov V. A., Ryabova N. V., Ovchinnikov V. V., Katkov E. V. A method for further increasing the stealth and noise immunity of broadband HF radio systems1. Radio communication systems with an expanded signal spectrum (analytical review) / V.I. Borisov, V.M. Zinchuk, V.I. Nikolaev, etc. // Theory and technology of radio communication, 1998. – Issue 1. – pp. 18-48.
6. Kartashevsky V.G., Semenov E.S. Joint determination of parameters of private selective channels in the system OFDM // Svyaz, No. 10, 2023, pp.64-70.
7. Ruifeng, Z. Blind channel estimation for a pre-coded OFDM system / Z. Ruifeng // IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'05). – IEEE, 2005. – pp. 469-472. – DOI: 10.1109/ICASSP.2005.1415748.
8. Petropoulou, A. Blind evaluation of the OFDM channel using simple linear precoding / A. Petropoulou, R. Zhang, R. Lin // IEEE Transactions on wireless communications. – 2004. – Volume 3, issue 2. – Pp. 647-655. – DOI: 10.1109/TWC.2003.821140.
9. Gao, F. Simple estimation of a blind channel based on subspace for OFDM systems / F. Gao, A.A. Nallanathan // IEEE Conference on Wireless Communications and Networks (WCNC 2006). – 2006. – pp. 1515-1518. – DOI: 10.1109/WCNC.2006.1696512.
10. Goryachkin O.V. Methods of blind signal processing and their applications in radio engineering and communication systems. - M.: Radio and Communications, 2003. – 230s.
11. Prokis J. Digital communications. Translated from English / Edited by D.D. Klovsky - M.: Radio and Communications. 2000.- 800s.
12. Kartashevsky V.G., Shatilov S.V. Reception of FM-4 signal packets in channels with scattering // Radio Engineering, 2011, vol. 65, No. 7, pp. 26-35.
13. Abed-Meraim K., Qiu V., Hua Yu. Identification of the blind system. // Proceedings of the IEEE, 1997, volume 85, pp. 1308-1322.
14. Hua Yu. Fast maximum likelihood for blind identification of multiple FIR channels. // IEEE Transactions on Signal Processing, volume 44, March, 1996, pp.661-672.

СОЗДАНИЕ РЕТРАНСЛЯТОРОВ РАДИОКАНАЛОВ НА БАЗЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ СЕМЕЙСТВА «КОВРОВЕЦ-01»

И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин

ООО «Научно-производственный центр беспилотных авиационных систем и
робототехнических комплексов», Ковров, Россия

Аннотация. Рассмотрены вопросы создания воздушных ретрансляторов, в качестве платформы для которых используются БПЛА линейки «Ковровец-01». Описаны технические особенности используемых БПЛА, которые созданы на основе упрощения результатов обратного проектирования БПЛА Corvo PPDS австралийской компании SYPAQ. Показаны варианты реализации каналов ретрансляции и функционала авионики БПЛА. В качестве дальнейших вариантов технологического развития обозначено когнитивное радио для каналов ретрансляции, управления и мониторинга.

Ключевые слова: связь, ретранслятор, беспилотный летательный аппарат, беспилотное воздушное судно, беспилотная авиационная система, БПЛА, БВС, БАС.

CREATION OF RADIO CHANNEL REPEATERS BASED ON «KOVROVETS-01» UNMANNED AERIAL VEHICLES

I. A. Baygutlina, A. J. Zamyatin

Research and Production Center for Unmanned Aerial Systems and Robotic Complexes,
Kovrov, Russia

Abstract. The issues of creating aerial repeaters, for which the Kovrovets-01 UAV line is used as a platform, are considered. The technical features of the UAVs used are described, which are based on simplifying the results of reverse engineering of the Corvo PPDS UAV by the Australian company SYPAQ. The variants of the implementation of the UAV's relay channels and avionics functionality are shown. Cognitive radio for relay, control and monitoring channels is indicated as further options for technological development.

Keywords: communication, repeater, unmanned aerial vehicle, unmanned aerial system, UAV, UAS.

1. ВВЕДЕНИЕ

В ходе проведения специальной военной операции (СВО) на Украине отчётливо проявилась необходимость увеличения дальности связи между робототехническими платформами (включая беспилотные летательные аппараты) и пунктами управления ими [1-4].

Материал настоящей статьи посвящён рассмотрению варианта использования платформы беспилотного летательного аппарата «Ковровец-01», разработанного специалистами ООО «Научно-производственный центр беспилотных авиационных систем и робототехнических комплексов» (ООО «НПЦ БАСиРТК») для обеспечения функционала ретрансляции.

2. ПЛАТФОРМА БЕСПИЛОТНОГО ВОЗДУШНОГО СУДНА «КОВРОВЕЦ-01»

Первый образец платформы беспилотного воздушного судна (БВС) «Ковровец-01» выполнен на основе доработанных результатов обратного

проектирования одноразового беспилотного летательного аппарата Corvo PPDS (Precision Payload Delivery System), разработанного австралийской компанией SYPAQ и предназначенного для доставки малогабаритных грузов (рисунки 1-3).



Рис. 1. БВС Corvo PPDS на катапульте для запуска

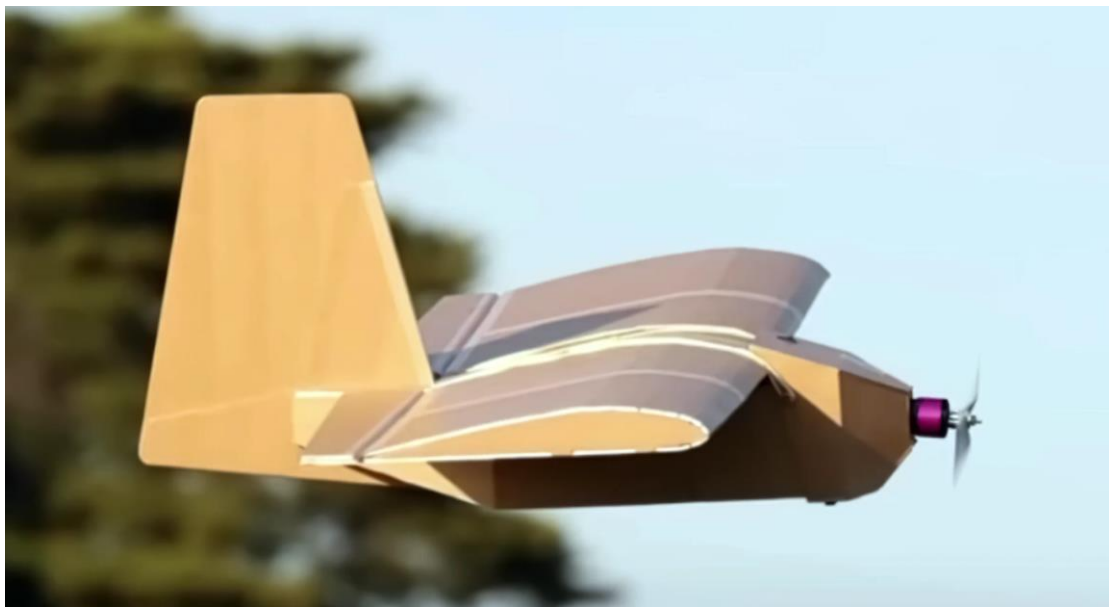


Рис. 2. БВС Corvo PPDS в полёте

Предусмотрено два варианта исполнения беспилотной авиационной платформы «Ковровец-01»:

- упрощённый для ручного изготовления развёрток по чертежам или шаблонам; при этом фюзеляж построен, в основном, на базе прямых линий;
- с улучшенной аэродинамикой для автоматизированного изготовления развёрток с использованием специализированных станков для резки.

Для раскроя используются стандартные листовые заготовки размером 800x1200 мм.

Производство аппаратов «Ковровец-01» организовано на производственной базе военно-учебного центра Ковровской государственной технологической академии имени В. А. Дегтярёва (КГТА им. В. А. Дегтярёва) в рамках научно-технологического консорциума БАС (рисунок 4).

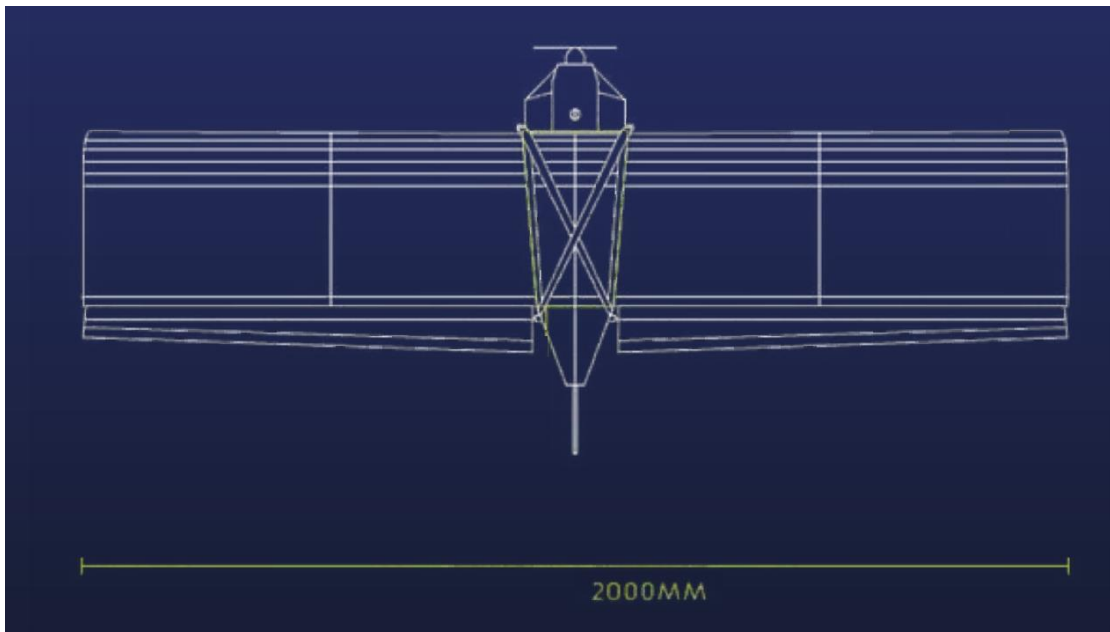


Рис. 3. BBC Corvo PPDS. Вид сверху



Рис. 4. Иллюстрация работы Научно-технологического консорциума БАС Владимирской области

Типоряд «Ковровец-01» включает три типа БВС (Таблица 1):

- «L» с размахом крыльев 2000 мм;
- «M» с размахом крыльев 1600 мм;
- «S» с размахом крыльев 1200 мм.

Штатно запуск БВС «Ковровец-01» предполагается выполнять с рук. При необходимости, в состав поставки может быть включена разборная катапульта.

Таблица 1. Технические характеристики БВС линейки «Ковровец-01»

№	Наименование	L	M	S
1	Длина, мм	770	616	462
2	Размах крыльев, мм	2000	1600	1200
3	Площадь крыльев, м ²	0,74	0,47	0,25
4	Сечение аппаратного отсека фюзеляжа, мм	200x160	160x128	120x196
5	Длина аппаратного отсека фюзеляжа, мм	410	328	246
6	Воздушный винт	13/4	11/4	8/4
7	Емкость аккумуляторной батареи, мА/ч	12000	10000	6000

Базовый комплект поставки платформы «Ковровец-01» включает в свой состав:

- развёртку фюзеляжа;
- развёртки центроплана, правого и левого окончания крыльев;
- нервюры крыльев;
- развёртки лонжеронов крыльев;
- развёртки правого и левого элеронов;
- развёртку киля;
- развёртку отсека авионики;
- развёртку рамы силовой;
- электродвигатель бесколлекторный;
- регулятор оборотов;
- два сервопривода;
- два кабанчика регулируемых;
- приёмник радиуправления;
- антенну (возможен также вариант использования в качестве антенны отрезков кабелей, применяемых в ряде приёмников радиуправления);
- аккумуляторную батарею;
- регулятор напряжения;
- комплект кабелей;
- воздушный винт (пропеллер);
- комплект для крепления воздушного винта;
- комплект монтажных частей (скобы, стяжки, клипсы и т. п.);
- штифты для крепления крыла;
- резиновые ленты для крепления крыла;
- рулоны скотчей малярного и армированного;
- баллон с защитным покрытием (спрей);
- набор инструментов (нож монтажный, отвёртка, шило, линейка);
- зарядное устройство для аккумуляторов.

Расширенный вариант комплектации для автономного полёта вне прямой видимости включает:

- полётный контроллер;
- навигационный приёмник;
- приёмник воздушного давления.

Дополнительная комплектация FPV-варианта включает:

- видеокамеру;
- видеопередатчик;
- антенну видеопередатчика;
- подвес видеокамеры (стационарный, либо с функцией поворота по одной или двум осям).

3. КАНАЛЫ РЕТРАНСЛЯЦИИ

Для выполнения ретрансляции сигналов рассматриваются следующие типы каналов:

- канал управления и мониторинга [5-8];
- канал полезной нагрузки (чаще всего, канал для передачи видеопотока от оптоэлектронных средств наблюдения БВС) [9-12];
- канал радиостанций тактической связи.

Возможна работа с одноканальными или многоканальными ретрансляторами. Естественными ограничениями применения в этом случае являются:

- габариты;
- масса (не должна превышать максимальной массы полезной нагрузки беспилотной платформы);
- значение энергопотребления;
- значение тепловыделения (при размещении средств ретрансляции внутри аппаратного отсека беспилотной платформы).

Диапазон частот ретрансляции может быть разнесённым, например, для случая преобразования видеопотока передаваемого в полосе частот 1,2 ГГц в полосу частот 5,8 ГГц.

Учитывая необходимость перехода на новые частоты вследствие развития средств радиочастотного противодействия [12-14], в ретрансляторах должна быть предусмотрена функция быстрого переключения диапазонов рабочих частот. Это может быть реализовано, например:

- использованием аппаратных переключателей или перемычек, определяющих соответствующие режимы работы (в этом случае назначение частот выполняется в ходе предполётной подготовки);
- загрузкой в ретранслятор нового встраиваемого программного обеспечения, позволяющего использовать требуемый набор рабочих частот;
- программным конфигурированием с использованием консольного порта или иным способом;
- дистанционным переключением по команде от приёмника радиоуправления или полётного контроллера [15. 16].

Отработка реализации функционала авионики платформы «Ковровец-01» выполняется с использованием следующих составных частей БВС (рисунок 5):

- полётный контроллер CubePilot OrangeCube+;
- навигационный модуль CubePilot Here3+;
- бортовой модуль радиоуправления SIYI FR Receiver 2,4 ГГц.

В дальнейшем предполагается использование бюджетных полётных контроллеров и аппаратуры радиоуправления, допускающей изменение диапазона рабочих частот в широких пределах для возможного противодействия использованию средств радиочастотного подавления средствами РЭБ.

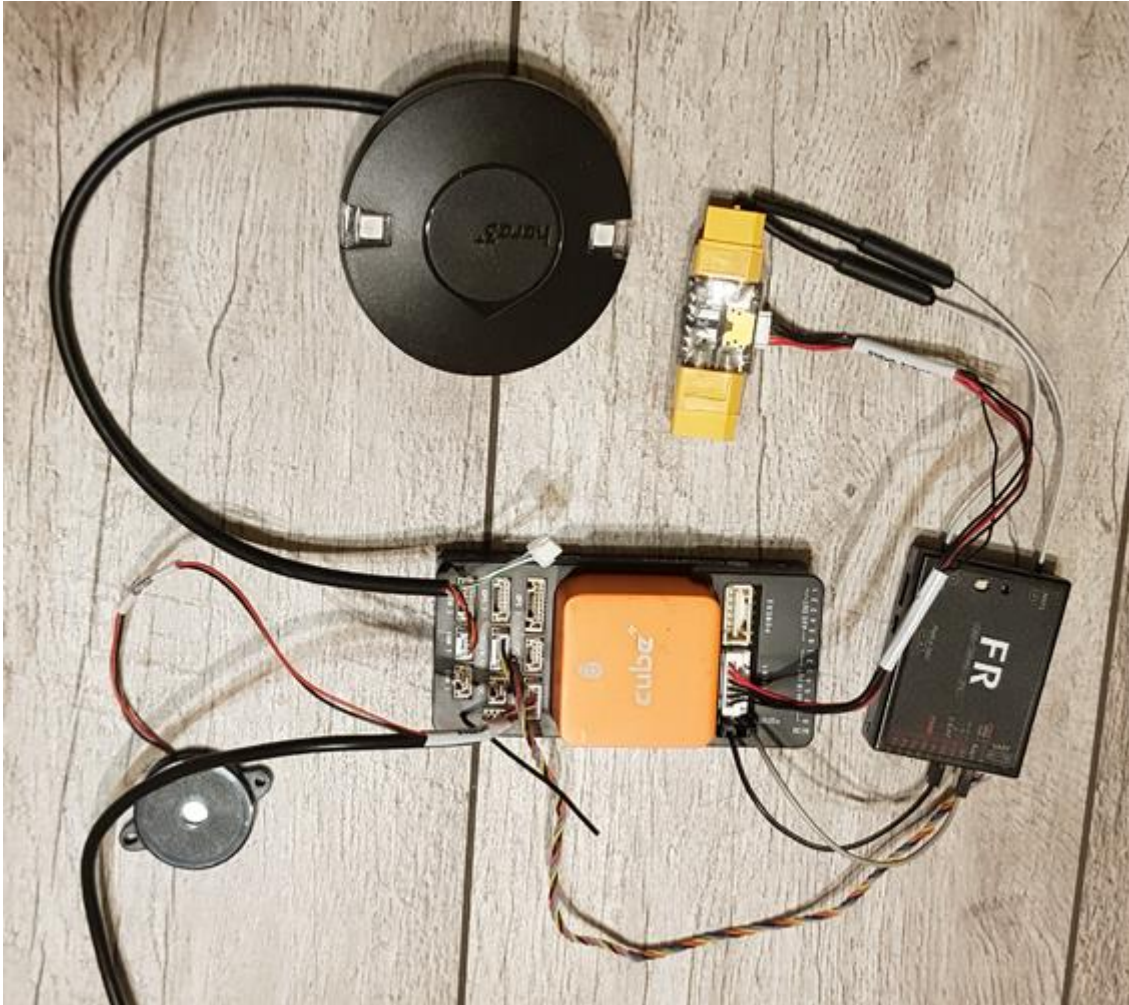


Рис. 5. Используемые на стадии отработки решения составные части авионики

4. КОГНИТИВНОЕ РАДИО

В качестве одного из вариантов последующего развития рассматриваемого технологического направления следует обозначить возможность перехода к реализации принципов когнитивного радио, что позволит эффективно перестраивать параметры ретранслятора в зависимости от особенностей электромагнитной обстановки в месте применения.

При этом могут быть, в том числе, реализованы адаптивные механизмы, ранее использовавшиеся при построении виртуальной адаптивной системы мобильного обучения [17-19].

Технологии когнитивного радио целесообразно применять как для работы каналов ретрансляции, так и для каналов управления и мониторинга БВС.

После планируемого разворачивания российских спутниковых систем связи на низкой круговой орбите, подобных Starlink или OneWeb [20], одним из вариантов реконфигурации каналов ретрансляции может стать использование соответствующих спутниковых каналов связи (включая широкополосные).

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предлагаемый бюджетный вариант ретранслятора на базе беспилотной платформы «Ковровец-01» может быть с успехом применён для решения широкого круга задач, включая обеспечение операций в ходе ведения боевых действий.

Для комплексной апробации решения предполагается участие с ретранслятором в работе образовательного интенсива «Архипелаг 2024» (запланирован к проведению 10-21 июля на Сахалине) в составе профильных практик. Организацию работ предполагается выполнять совместно с научно-технологическим консорциумом БАС Владимирской области во главе с Ковровской академией БАС «Кречет».

Дополнительная информация по теме работы доступна в профильных телеграм-каналах «Беспилотники (дроны, БПЛА, UAV)», «Кибербезопасность Z» и «НПЦ БАСиРТК», администрирование которых выполняют авторы статьи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Замятин П. А. Малые и лёгкие БВС 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 гуманитарни науки, икономика и информационни технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2022. – С. 102–147.
2. Замятин П. А. Создание тренажёров операторов БВС // 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.
3. 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.
4. Замятин П. А. Разработка кратких инструкций по использованию БВС в боевой обстановке // В книге: Практические аспекты применения современных 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. 250–259.
5. 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. Трубачёв, К. В. Яковлев. – М.: ООО «Сам Полиграфист», 2020. – 208 с.
6. 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.
7. Замятин П. А. Системы управления беспилотными летательными аппаратами // Инновационная наука. – 2020. – № 4. – С. 37–42.
8. Замятин П. А. Классификационные признаки беспилотных летательных аппаратов аэродромного базирования // Chronos. – 2020. – № 4 (43). – С. 76–84.
9. Замятин П. А. Вопросы эксплуатации беспилотных авиационных систем // Славянский форум. – 2021. – № 1(31). – С. 297–306.

10. 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.
11. Замятин П. А., Целищев С. Л. Формирование полётных заданий для беспилотных воздушных судов // Славянский форум. – 2023. – № 1 (39). – С. 240–250.
12. 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 гуманитарни науки, икономика и информационни технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2022. – С. 156–167.
13. Замятин П. А. и др. Построение распределённой системы радиоэлектронной борьбы в условиях развёртывания новых низкоорбитальных спутниковых группировок / П. А. Замятин, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, Е. Ф. Лядова // Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции, посвящённой 60-летию полётов в космос Ю. А. Гагарина и Г. С. Титова. – Воронеж, 2021. – С. 124–133 (в 4 т., Т. 4).
14. 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 гуманитарни науки, икономика и информационни технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2022. – С. 27–36.
15. Замятин П. А., Цызман В. В. Разработка полётных контроллеров для БВС // Славянский Форум. – 2022. – № 4(38). – С. 190–205.
16. 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 гуманитарни науки, икономика и информационни технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2022. – С. 58–75.
17. 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.
18. Замятин П. А. Планирование и обработка результатов экспериментов при реализации геоинформационных сервисов // Славянский форум. – 2020. – № 3(29). – С. 259–269.
19. 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.
20. 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. – 2021. – № 2. – С. 36–45.

REFERENCES

1. 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.
2. 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.
3. 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.
 4. Zamyatin P. A. Development of brief instructions on the use of UAVs in a combat situation// 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. 250–259.
 5. 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. Samoilov, A. G. Trubachev, K. V. Yakovlev. – M.: Sam Polygraphist LLC, 2020. – 208 p.
 6. 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.
 7. Zamyatin P. A. Control systems for unmanned aerial vehicles // Innovative science. – 2020. – No. 4. – P. 37–42.
 8. Zamyatin P. A. Classification features of airfield-based unmanned aerial vehicles // Chronos. – 2020. – No. 4 (43). – P. 76–84.
 9. Zamyatin P. A. Issues of operation of unmanned aerial systems // Slavic Forum. – 2021. – No. 1 (31). – P. 297–304.
 10. 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.
 11. Zamyatin P. A., Tselishchev S. L. Formation of flight missions for unmanned aircraft // Slavic Forum. – 2023. – No. 1 (39). – P. 240–250.
 12. 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.
 13. Zamyatin P. A. et al. Construction of a distributed system of electronic warfare in the conditions of deployment of new low-orbit satellite constellations / P. A. Zamyatin, A. B. Davydov, A. Yu. Dyblya, 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.
 14. 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. Baygutlina, P. A. Zamyatin. – Burgas: Institute for the Humanities, Economics and Information Technology = Institute for the Humanities, Economics and Information Sciences, 2022. – P. 27–36.
 15. Zamyatin P. A., Tsyzman V. V. Development of flight controllers for UAV // Slavic Forum. – 2022. – No. 4 (38). – P. 190–205.

16. 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.
17. 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.
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. 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. – V. 18. – No. 4-1 (42). – P. 12–18.
20. 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.

СПОСОБ РАЦИОНАЛЬНОГО ФОРМИРОВАНИЯ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ В КАНАЛАХ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНОЙ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

А. Н. Новиков

ФГКОУ ВО «Военная академия Ракетных войск стратегического назначения имени
Петра Великого» МО РФ (ВА РВСН), Балашиха, Российская Федерация

Аннотация. Теория адаптивных антенных решеток в настоящее время разработана только для узкополосных, а точнее – для гармонических сигналов. Однако современные реалии диктуют необходимость применения сигналов все с большим спектром, что делает теорию адаптивных антенных решеток малоэффективной для такого рода сигналов. Однако разработанная теория обработки гармонических сигналов стала фундаментом для разработки теории обработки широкополосных сигналов в адаптивных антенных решетках. При этом за основу взято частотное, а не временное представление сигнала. Были выведены аналитические соотношения для формирования оптимальных весовых коэффициентов в каналах обработки адаптивной антенной решетки, зависящих от частоты. Реализация оптимальных весовых коэффициентов на практике невозможна ввиду непрерывности и бесконечности спектра широкополосного сигнала. Однако оптимальное представление позволило сформулировать подход к нахождению квазиоптимальных весовых коэффициентов, суть которого заключается в нахождении на определенных частотах спектра полезного широкополосного сигнала оптимального вектора весовых коэффициентов и его интерполяция на других частотах спектра полезного широкополосного сигнала различными интерполяционными полиномами. При этом частоты, на которых оптимально определялся вектор весовых коэффициентов, выбирались произвольно с одинаковым дискретным интервалом без учета спектральной структуры полезного широкополосного сигнала. Однако проведенный анализ показал, что на тех частотах, на которых спектральная плотность полезного сигнала низкая воздействие помехового сигнала наиболее эффективно и наоборот. В связи с этим был разработан способ, который учитывает спектральную плотность полезного сигнала при формировании квазиоптимальных весовых коэффициентов. Данный способ позволяет рационально распределить оптимальные весовые коэффициенты по спектру полезного широкополосного сигнала и адаптироваться к помеховым сигналам более эффективно.

Ключевые слова: антенная решетка; вектор весовых коэффициентов; широкополосный сигнал; спектральная плотность; интерполяция.

THE METHOD FOR THE RATIONAL FORMATION OF WEIGHTING COEFFICIENTS IN THE PROCESSING CHANNELS OF A BROADBAND ADAPTIVE ANTENNA ARRAY

A. N. Novikov¹

¹The Military Academy of Strategic Rocket Troops after Peter the Great (SRTMA),
Balashikha, Russian Federation

Abstract. The theory of adaptive antenna arrays is currently developed only for narrowband, or rather for harmonic signals. However, modern realities dictate the need to use signals with an increasing spectrum, which makes the theory of adaptive antenna arrays ineffective for such signals. However, the developed theory of harmonic signal processing became the foundation for the development of the theory of broadband signal processing in

adaptive antenna arrays. In this case, the frequency representation of the signal is taken as the basis, not the time representation. Analytical relations were derived to form optimal weighting coefficients in the frequency-dependent processing channels of the adaptive antenna array. The implementation of optimal weighting coefficients is impossible in practice due to the continuity and infinity of the broadband signal spectrum. However, the optimal representation allowed us to formulate an approach to finding quasi-optimal weighting coefficients, the essence of which is to find the optimal vector of weighting coefficients at certain frequencies of the spectrum of a useful broadband signal and its interpolation at other frequencies of the spectrum of a useful broadband signal by various interpolation polynomials. At the same time, the frequencies at which the vector of weighting coefficients was optimally determined were chosen arbitrarily with the same discrete interval without taking into account the spectral structure of the useful broadband signal. However, the analysis showed that at those frequencies at which the spectral density of the useful signal is low, the interference signal is most effective and vice versa. In this regard, a method has been developed that takes into account the spectral density of the useful signal when forming quasi-optimal weighting coefficients. This method makes it possible to rationally distribute optimal weighting coefficients over the spectrum of a useful broadband signal and adapt to interference signals more efficiently.

Keywords: antenna array; vector of weighting coefficients; broadband signal; spectral density; interpolation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Одним из перспективных направлений для повышения помехозащищенности каналов передачи информации, обеспечения требуемого уровня электромагнитной совместимости и повышения точностных характеристик работы измерительной радиотехнической системы является применение широкополосных сигналов (ШПС) [1].

Традиционно прием и обработка ШПС основывается на методах корреляционного приема, которые позволяют выделить требуемый ШПС из аддитивной смеси мешающих сигналов и шумов. Данные методы высокоэффективны, когда на широкополосную систему действуют непреднамеренные или шумовые помехи. Однако тенденция развития средств радиоэлектронной борьбы западных стран показывает, что основной их вектор развития направлен на внедрение когнитивных систем ведения радиоэлектронной разведки и радиоэлектронного подавления. Это, в свою очередь, говорит о возможности постановки таких помех радиоэлектронным средствам, которые будут максимально ухудшать качество их функционирования. Для широкополосных систем к таким помехам относятся имитационные и структуроподобные помехи. В связи с этим применение только методов корреляционной обработки становится малоэффективно.

Известно, что для того, чтобы методы корреляционного приема и методы помехоустойчивого кодирования оставались высокоэффективными в условиях воздействия преднамеренных помех, необходимо обеспечить требуемое отношение сигнал/(помеха+шум) (ОСПШ) на входе приемника. Это возможно только благодаря применению направленных антенн или антенн с обработкой сигналов. К таким антеннам относятся адаптивные антенные решетки (ААР).

В работах [2-4] описан метод формирования весовых коэффициентов в каналах обработки широкополосной ААР, которые обеспечивают требуемое ОСПШ на выходе антенны. Однако данный метод не учитывает особенностей спектра ШПС, что делает поиск весовых коэффициентов нерациональным.

Цель статьи – разработать способ формирования весовых коэффициентов в каналах обработки широкополосной ААР, обеспечивающий минимальные вычислительные затраты и максимальное ОСПШ на выходе антенны.

2. ОСНОВНЫЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Пусть задана N -элементная широкополосная ААР с известной геометрией излучающего раскрыва, обеспечивающая прием и обработку ШПС. Направление прихода полезного ШПС θ_0, ϕ_0 является известным, параметры помеховых сигналов – неизвестны.

Требуется разработать способ формирования квазиоптимальных весовых коэффициентов в каналах обработки широкополосной ААР, обеспечивающих максимум функции:

$$Q = \max_{W(\omega)} \left\{ \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{W(\omega)^T R_{ss}(\omega) W(\omega)^*}{W(\omega)^T R_{nn}(\omega) W(\omega)^*} d\omega \right\}, \quad (1)$$

где $R_{ss}(\omega)$ – частотно-зависимая ковариационная матрица полезного сигнала;

$R_{nn}(\omega)$ – частотно-зависимая ковариационная матрица сигналов помех;

ω_1, ω_2 – определяют полосу частот, в которой обрабатывается полезный сигнал;

$T, *$ – символы операций транспонирования и комплексного сопряжения соответственно.

Для решения поставленной задачи необходимо разделить аддитивную смесь ШПС и помех в ААР с помощью полосовых фильтров на равные узкополосные частотные составляющие. Для каждой из частотных составляющих на определенных частотах ω_k находя оптимальный по критерию максимума ОСПШ (1) вектор весовых коэффициентов $W_{opt}(\omega_k)$. Для других частот обработки спектра полезного ШПС находят квазиоптимальные весовые коэффициенты на основе различных функций интерполяции. При этом оптимальный вектор весовых коэффициентов в отличие от метода, описанного в [2-4], находят с меньшим частотным интервалом на тех частотах полезного ШПС, на которых спектральная плотность полезного ШПС низкая и с большим интервалом на тех частотах, на которых спектральная плотность полезного ШПС высокая. На рисунке 1 представлен спектр полезного ШПС, разделенный на частотные составляющие по методу, описанному в [2-4], а на рисунке 2 – по предлагаемому способу.

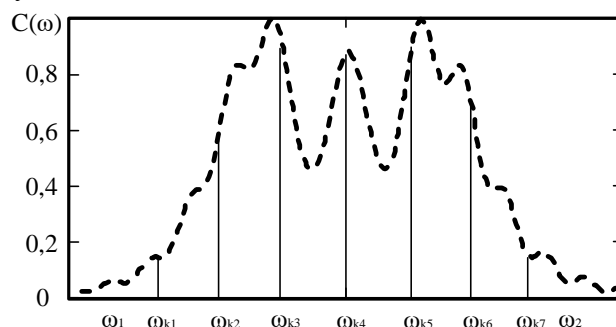


Рис. 1. Спектр полезного ШПС, разделенный на частотные составляющие по методу, описанному в [2-4]

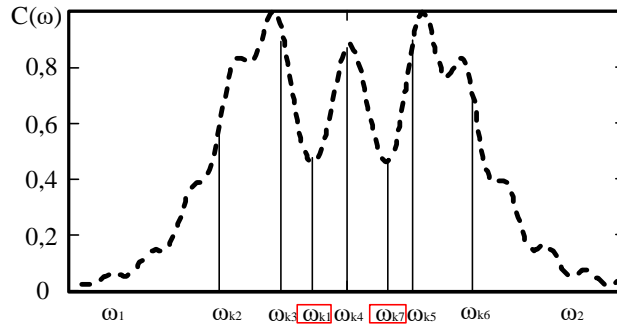


Рис. 2. Спектр полезного ШПС, разделенный на частотные составляющие по разработанному способу

3. РЕАЛИЗАЦИЯ РАЗРАБОТАННОГО СПОСОБА

Способ реализуется следующим образом.

1. При выборе типа полезного ШПС рассчитывается его спектр на основе преобразования Фурье [1]:

$$C(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) \exp(-i \omega t) dt, \quad (2)$$

где $S(t)$ – тип выбранного ШПС;

$\omega = 2\pi f$ – круговая частота;

f – линейная частота.

2. Далее определяется отношение мощности полезного ШПС и мешающего воздействия на выходе согласованного фильтра при допущении, что спектр сигнала $|C(\omega)|$ является прямоугольным и равен константе C в пределах полосы сигнала W и нулю вне ее, а амплитудная передаточная функция фильтра равномерна в полосе сигнала W и равна нулю вне ее. Также допускается, что ее ненулевое значение равняется единице. Следовательно помеха, трактуемая как случайный процесс, проходит на выход фильтра без изменения своей мощности J , тогда как отфильтрованное значение мощности шума составит $N_0 W$. С другой стороны, фильтр согласован с сигналом и, значит, когерентно суммирует все гармонические составляющие сигнала, обеспечивая максимальное значение амплитуды на выходе:

$$A_{\text{вых}} = \int_{-\infty}^{\infty} |C(\omega)| d\omega = 2WC, \quad (3)$$

где учтена равномерность спектра в полосе сигнала W , а удвоение обусловлено вкладом «отрицательных» частот. При аналогичных обозначениях энергия сигнала вычисляется с помощью теоремы Парсеваля как:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |C(\omega)|^2 d\omega = 2WC^2. \quad (4)$$

Таким образом, ОСПШ на выходе согласованного фильтра равно:

$$Q = \frac{A_{\text{вых}}^2}{J + N_0 W} = \frac{4W^2 C^2}{J + N_0 W} = \frac{2E}{N_0 + J/W}. \quad (5)$$

Из соотношения (5) видно, что чем меньше энергия E полезного ШПС, тем ниже ОСПШ на выходе согласованного фильтра.

Таким образом проводят расчет ОСПШ для каждой частоты полезного ШПС с определенным дискретом, величина которого зависит от требуемого ОСПШ на выходе ААР и выявляют низкий уровень энергии полезного ШПС.

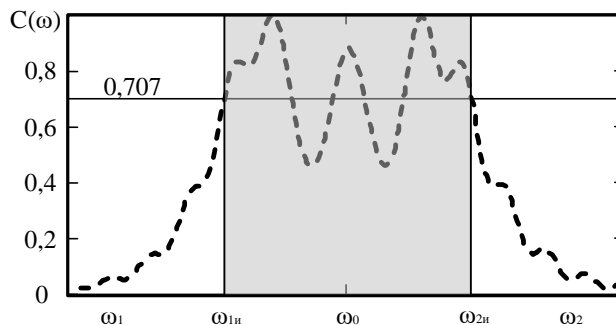


Рис. 3. Спектр полезного ШПС

3. Так как спектр сигнала является бесконечным, то существует некоторый диапазон частот, называемый девиацией частот, в котором сосредоточен весь информативный сигнал (рисунок 3). Вне этого диапазона оптимально определять вектор весовых коэффициентов не имеет смысла, так как на восстановление спектра полезного ШПС это особую роль не играет. На рисунке 1 видно, что в методе, описанном в [2-4], оптимальный вектор весовых коэффициентов определяется на равных интервалах спектра полезного ШПС и не учитывается структура самого спектра.

4. На основе результатов расчета, полученных по соотношению (5) рациональным образом определяются частоты, в которых оптимальный вектор весовых коэффициентов необходимо определять с более частым интервалом (спектральная плотность полезного ШПС низкая), а в которых с более редким (спектральная плотность полезного ШПС высокая). При этом общее число каналов обработки не меняется (рисунок 2).

5. Далее для других частот спектра полезного ШПС вектор весовых коэффициентов интерполируется различными функциями.

Данный подход позволяет рационально использовать вычислительный ресурс и обеспечить требуемое ОСПШ на выходе ААР.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанный способ позволяет сформировать квазиоптимальный вектор весовых коэффициентов в каналах обработки широкополосной адаптивной антенной решетки и при этом рационально использовать вычислительный ресурс. Однако данный способ эффективен только в том случае, когда ШПС имеет неравномерную спектральную плотность, либо когда заранее известен спектр помеховых сигналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения, 2007. – 488 с.
2. Новиков А.Н., Габриэльян Д.Д. Квазиоптимальный метод обработки широкополосных сигналов в условиях радиопомех // Антенны. Москва, 2011. № 9. – С. 26-29.
3. Новиков А.Н., Габриэльян Д.Д., Цыпорина И.Г. Оптимальное подавление широкополосных помех в адаптивных антенных решетках // Электромагнитные волны и электронные системы. Москва, 2011. Т. 16, № 6. – С. 20-23.
4. Новиков А.Н. Оптимальный синтез весовых коэффициентов при воздействии широкополосных помех / А.Н. Новиков, Д.Д. Габриэльян, В.А. Морковкин, А.Г. Нечаенко // Информатизация и связь. Москва, 2011. №3. – С. 93-95.

REFERENCES

1. Ipatov V. Broadband systems and code separation of signals. Principles and Applications, 2007. – 488 p.
2. Novikov A.N., Gabrielyan D.D. Quasi-optimal method of processing broadband signals in radio interference conditions // Antennas. Moscow, 2011. No. 9. – pp. 26-29.
3. Novikov A.N., Gabrielyan D.D., Tsyporina I.G. Optimal suppression of broadband interference in adaptive antenna arrays // Electromagnetic waves and electronic systems. Moscow, 2011. Vol. 16, No. 6. – pp. 20-23.
4. Novikov A.N. Optimal synthesis of weight coefficients under the influence of broadband interference / A.N. Novikov, D.D. Gabrielian, V.A. Morkovkin, A.G. Nechaenko // Informatization and communication. Moscow, 2011. No. 3. – pp. 93-95.

СПОСОБЫ ПОНИЖЕНИЯ УРОВНЯ «ПОЛКИ» В ПРОСТРАНСТВЕННО-ОБЪЕДИНЕННЫХ КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЯХ

Д. Ю. Бухан¹, А. А. Дягилев¹, А. А. Кобзев¹, Г. Б. Сидельников¹, А. А. Юрьева¹

¹АО НПЦ «ЭЛВИС», Москва, Россия

Аннотация. Современные высокоскоростные оптические системы связи предъявляют жесткие требования к вероятности битовой ошибки (BER — bit error rate) на выходе декодера, которая задается в районе $1e-15$. Помехоустойчивые коды, которые возможно применить в оптических системах связи на физическом уровне, могут достичь данного показателя только при использовании сложных кодовых конструкций, которые декодируются итерационно. Однако, при итерационном декодировании возможно появление блокирующих паттернов — недекодируемых комбинаций ошибочных бит [4]. Их размер и конфигурация зависят от структуры кодовой конструкции и выбранного компонентного кода. Частота появления блокирующих паттернов определяется циклами в графе пространственного объединения отдельных слов компонентных кодов. На графике производительности декодера наличие блокирующих паттернов определяется наличием «полки» (англ. error-floor), то есть уменьшением наклона кривой производительности декодера при уменьшении вероятности ошибки на входе декодера. В данной работе рассмотрены пути уменьшения числа блокирующих паттернов для пространственно-объединенных кодовых конструкций spatially coupled при использовании код БЧХ в качестве компонентного кода.

Ключевые слова: кода БЧХ; итерационное декодирование; производительность декодера; блокирующие паттерны; error-floor; пространственно-объединенные конструкции.

ERROR-FLOOR MITIGATION TECHNIQUES IN SPATIALLY COUPLED CONSTRUCTIONS

D. U. Bukhan¹, A. A. Dyagilev¹, A. A. Kobzev¹, G. B. Sidelnikov¹, A. A. Iureva¹

¹SPC "ELVEES", Moscow, Russia

Abstract. Modern high-speed optical communication systems impose strict requirements on the bit error rate (BER) at the decoder output, which is about $1e-15$. Forward error correction codes that can be used in optical communication systems at the physical level can achieve this indicator only using complex code structures with iterative decoding. However, iterative decoding can produce undecoded error combinations, named stopping sets or stall patterns [4]. Size and structure of such patterns depend on the component code and code construction. Existence of stall patterns changing the code performance – the performance curve changes its slope. In this work some ideas about stall pattern mitigation are discussed.

Keywords: BCH-code; iteration decoding; code performance; stopping sets; specially coupled structure; error-floor; spatially coupled code structure.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современных высокоскоростных системах оптической связи необходимо гарантировано обеспечивать вероятность битовой ошибки на выходе приемного оборудования около $1e-15$. Для достижения такого качества применяют сверточные кодовые конструкции на базе коротких блочных кодов, коды LDPC, а также различные

составные конструкции на их основе. Одним из главных недостатков всех таких конструкций является наличие так называемой «полки», то есть наличие уменьшения наклона кривой производительности декодера при уменьшении вероятности ошибки на входе декодера, что обусловлено наличием блокирующих паттернов.

Начало изменения наклона кривой производительности декодера называют высотой «полки», и она зависит от частоты (вероятности) появления блокирующих паттернов. Размеры и конфигурации блокирующих паттернов определяются свойствами компонентного кода, а также свойствами пространственного объединения отдельных слов компонентного кода.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В работе рассматривается пространственно-объединенная кодовая конструкция на основе расширенного кода БЧХ (265, 239), построенная по принципу оFEC [3]. Производительность итерационного декодера без применения специальных шагов по устранению (понижению) уровня «полки» составляет около $1e-11$ (см. рисунок 1), что не удовлетворяет требованиям, предъявляемым к помехоустойчивому коду (уровень должен быть не выше $1e-15$). Необходимо разработать алгоритм понижения «полки», который должен быть аппаратно реализуем, существенно не усложнять схему декодирования и не приводить к чрезмерному увеличению площади, занимаемой на кристалле.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

Одна итерация декодирования оFEC-подобной пространственной кодовой конструкции предполагает, что каждый бит декодируется дважды в составе двух разных кодовых слов. Условно назовём эти направления декодирования «горизонтальное» и «вертикальное».

Для разработки алгоритма понижения «полки» были проанализированы конфигурации расположения ошибочных бит на выходе итерационного декодера. Наиболее часто встречающейся комбинацией оказалась группа 3×3 ошибочных бит, что является наименьшим блокирующим паттерном для компонентного кода, способного исправлять 2 ошибки.

Для устранения блокирующих паттернов можно задействовать два подхода:

1. Использовать перемежение при выборке из буфера вектора для кодирования и декодирования;
2. Дополнить схему декодирования дополнительным блоком принудительного инвертирования бит, в которых могут быть ошибки.

В процессе разработки были рассмотрены два режима принудительного инвертирования бит. В первом из них («REJECT») инвертирование бит выполняется в позициях, где горизонтальное декодирование завершилось отказом от декодирования, а вертикальные векторы имеют ненулевой синдром. При таком подходе наблюдается «полка» на уровне около $1e-14$, что на три порядка лучше базового варианта, но всё ещё не удовлетворяет исходным требованиям к декодеру.

Второй режим принудительного инвертирования бит («NZS») заключается в том, что инвертируются биты в позициях, в которых и в горизонтальном, и в вертикальном направлениях векторы имеют ненулевые синдромы. В этом случае уровень «полки» находится ниже $1e-15$, что достаточно для применения в системах оптической связи.

Работа описанных схем принудительного инвертирования основана на эмпирическом поиске координат ошибочных бит. Естественно, все предположения, лежащие в основе такого поиска, не всегда дают верные результаты, что приводит к внесению дополнительных ошибок. Для устранения ошибок, которые были внесены или

не были обнаружены эмпирическими методами, после схемы инвертирования должна быть произведена как минимум одна итерация алгебраического декодирования.

На рисунке 1 показаны графики производительности декодирования оFEC-подобной кодовой конструкции с использованием описанных способов борьбы с «полкой».

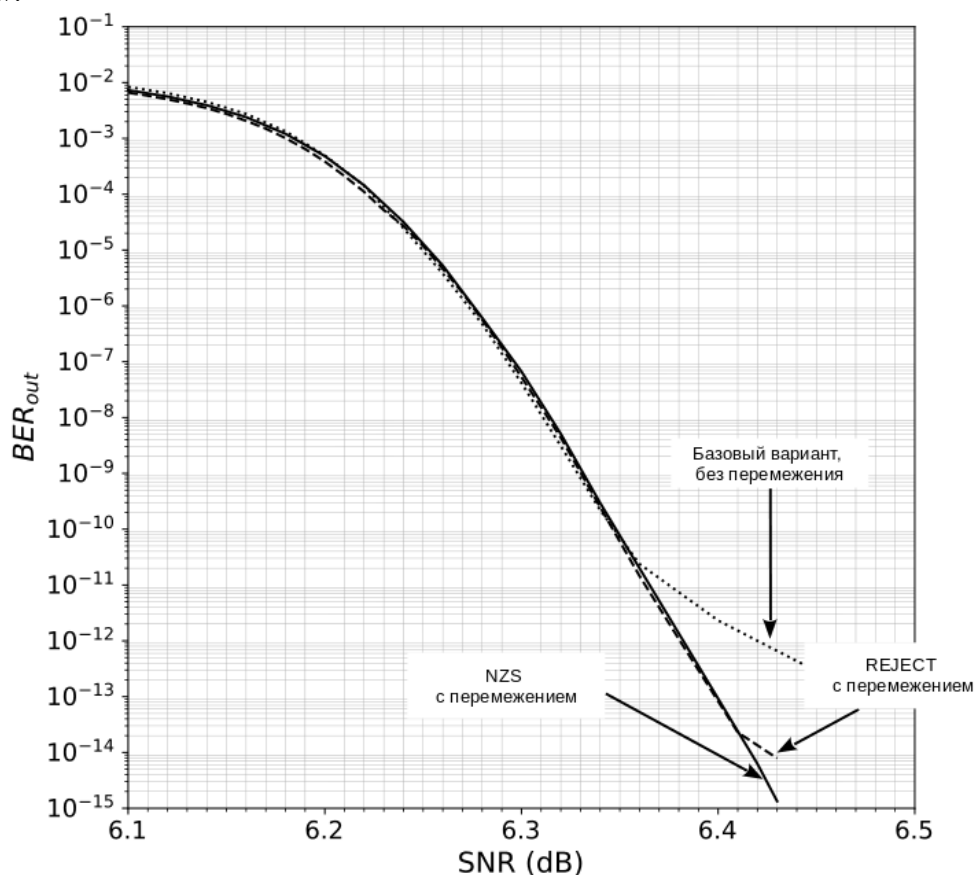


Рис. 1. Производительность декодера для пространственно-объединенной конструкции кода на базе расширенного блочного кода БЧХ (256, 239).

Для анализа особенностей работы алгоритмов принудительного инвертирования бит была проведена программная симуляция работы декодера при входной вероятности ошибки бита $\text{inBER} = 0,0180$ ($\text{SNR} = 6,43$ дБ). Объем накопленных статистических данных составил более 1,55 ПБ (петабайт), в этом объеме зафиксировано 9982 битовых ошибок, что составило 1475 случаев срабатывания устройства принудительного инвертирования бит. Рисунок 2 демонстрирует распределение размеров групп ошибочных бит (паттернов), которые привели к срабатыванию схемы инвертирования. Наиболее частыми, как и ожидалось, оказались паттерны из 9 бит, а также 1, 2, и в меньшей степени 4 бита; паттерны других размеров встречались значительно реже. Отдельно отметим, что среди исправленных паттернов встречаются такие, у которых размер существенно больше 9, что позволяет бороться с некоторыми не декодируемыми комбинациями больших размеров.

Принудительное инвертирование бит в комбинациях длины меньше 9 может рассматриваться как дополнительная итерация декодирования.

Таким образом, применение второго режима принудительного инвертирования бит (NZS) с перемежением позволило добиться отсутствия «полки» на уровне $\text{BER} = 10^{-15}$.

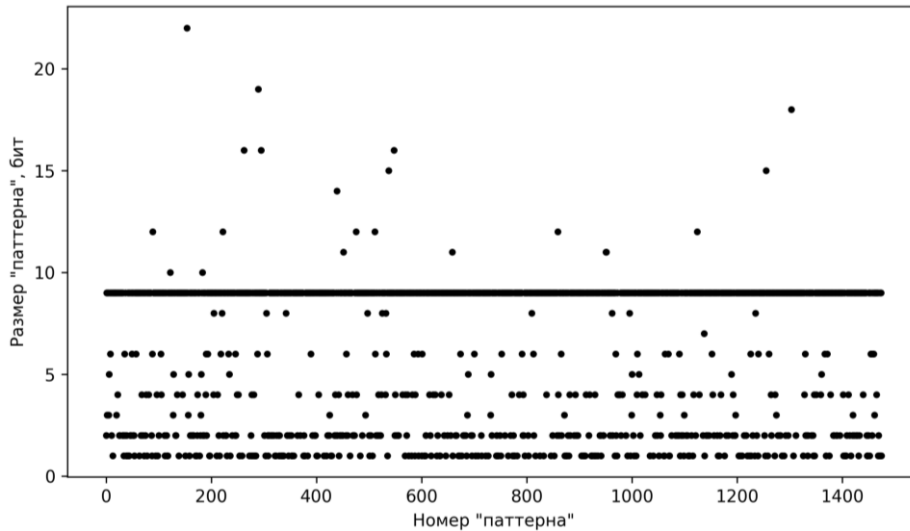


Рис. 2. Размеры групп ошибочных бит, вызвавшие срабатывание схемы инвертирования.

4. Заключение

В ходе работы был разработано дополнение к итерационному декодеру оFEC-подобных кодов, представляющее собой схему разбиения не декодируемых паттернов по ненулевым синдромам (NZS). Разработанное решение позволило понизить уровень полки с $\sim 1e-11$ до менее $1e-15$. Схема разбиения не декодируемых паттернов реализована в программном и аппаратном варианте. Проведено статистическое моделирование работы декодера в условиях аддитивного белого гауссовского шума. Итоговая производительность декодера достигает вероятности ошибки BER = 10^{-15} при входном SNR около 6,43 дБ для сигнального созвездия DP-QPSK.

ЛИТЕРАТУРА

1. Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. - М.: Радио и связь, 2000. - 800 с.
2. Питерсон У. Коды, исправляющие ошибки / У. Питерсон, Э. Уалдон пер. с англ./ ред. Р.Л. Добрушин, С.И.Самойленко. М.: Мир, 1976.
3. Open ROADM MSA 3.01 W-Port Digital Specification (200G-400G). Open ROADM-Draft document, 2019. - 57p
4. Smith B. P., Farhood A., Hunt A., Kschischang F. R. and Lodge J. Staircase Codes: FEC for 100 Gb/s OTN. // Journal of Lightwave Technology, Jan.1, 2012, vol. 30, no. 1, pp. 110-117.

REFERENCES

1. Proakis, J. G., Digital communications / trans from eng. by Klovskiy D. D., M.: Radio and communication. 2000.
2. Peterson W. W. Error-correcting codes / Peterson W. W., Weldon E. J. trans from eng. by Dobrushin R. L., Samoilenko S. I., M.: Mir, 1976.
3. Open ROADM MSA 3.01 W-Port Digital Specification (200G-400G). Open ROADM-Draft document, 2019. - 57p
4. Smith B. P., Farhood A., Hunt A., Kschischang F. R. and Lodge J. Staircase Codes: FEC for 100 Gb/s OTN. // Journal of Lightwave Technology, Jan.1, 2012, vol. 30, no. 1, pp. 110-117

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ВАРИАНТОВ ИСПОЛНЕНИЯ ЭЛЕКТРОДОВ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В АСИНХРОННЫХ НЕЙРОИНТЕРФЕЙСАХ «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР»

Д.В. Журавлёв, А.Н. Голубинский, Н.А. Летов

Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия

Аннотация. В данной статье проведен сравнительный анализ различных типов неинвазивных электродов для электроэнцефалограммы (ЭЭГ), целью которого является определение оптимального типа электродов для повышения качества данных ЭЭГ и удобства их использования. Рассматриваются ключевые характеристики активных и пассивных, сухих и гелевых электродов, включая сопротивление, уровень шума, качество сигнала, надежность данных и удобство использования. Особое внимание уделено анализу сопротивления и шума, где активные электроды демонстрируют меньшее влияние шума за счет встроенного усилителя сигнала, а сухие электроды выделяются удобством использования. Исследование подчеркивает, что сухие электроды, несмотря на потенциально более высокий уровень шума, могут обеспечивать качество сигнала сопоставимое с гелевыми электродами при использовании современных технологий. В заключении сделан вывод о перспективности активных сухих электродов, которые сочетают в себе высокое качество сигнала и удобство использования, делая ЭЭГ мониторинг более доступным и применимым в различных условиях. Работа выполнена при финансовой поддержке РФФ (грант № 24-29-20168).

Ключевые слова: электроэнцефалограмма; неинвазивные электроды; нейрофизиология.

COMPARATIVE ANALYSIS OF ELECTRODE DESIGNS FOR USE IN ASYNCHRONOUS BRAIN-COMPUTER NEURAL INTERFACES

D.V. Zhuravlev, A.N. Golubinsky, N.A. Letov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract. This paper presents a comparative study of different types of non-invasive electroencephalogram (EEG) electrodes, aiming to determine the best electrode type for enhancing EEG data quality and user convenience. It evaluates the principal attributes of both active and passive, as well as dry and gel electrodes, focusing on aspects such as impedance, noise levels, signal fidelity, data reliability, and ease of use. A particular emphasis is placed on impedance and noise analysis, revealing that active electrodes significantly reduce noise interference through their embedded signal amplifiers, while dry electrodes stand out for their convenience. The study underscores that dry electrodes, despite their potential for higher noise levels, can achieve signal quality comparable to gel electrodes with the adoption of advanced technologies. The paper concludes with the prospect that active dry electrodes represent a promising direction for EEG applications by merging superior signal quality with operational ease, thus broadening the accessibility and applicability of EEG monitoring across various settings. The work was carried out with the financial support of the Russian Science Foundation (grant No. 24-29-20168).

Keywords: electroencephalogram; noninvasive electrodes; neurophysiology.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современных исследованиях в области нейрофизиологии и клинической диагностики электроэнцефалограмма (ЭЭГ) является ключевым методом для изучения электрической активности мозга. Она позволяет наблюдать разность электрических потенциалов, генерируемых нейронами и использовать их для анализа состояния мозга. Однако эффективность и достоверность ЭЭГ напрямую зависит от способа получения данных, а именно, необходим правильный выбор электродов, которые играют ключевую роль в получении данных и минимизации влияния фонового шума. Традиционно используются влажные электроды, требующие применения проводящего геля, однако в последнее время все большую популярность набирают сухие электроды. Также стоит отметить различие между активными и пассивными электродами.

В данной статье мы проведем обзор различных типов электродов для ЭЭГ и представим сравнительный анализ их характеристик и удобство применения для проведения исследований на основе научных публикаций. Целью работы является выявление оптимального типа электродов, которые обеспечат высокое качество данных, и удобство использования, как для испытуемого, так и для исследователя. Полученные результаты носят рекомендательный характер улучшения процесса проведения ЭЭГ и повышения его доступности и эффективности.

2. ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЯ

В рамках исследования рассматриваются различные типы неинвазивных электродов, используемых для сбора ЭЭГ данных.

Описание основных типов неинвазивных электродов:

По наличию встроенного усилителя сигнала:

Пассивные электроды (рисунок 1, справа) – это электроды, которые не имеют встроенного усилителя сигнала. Они регистрируют электрическую активность без какого-либо усиления. Пассивные электроды записывают электрическую активность с поверхности кожи и передают сигнал на принимающее устройство без какой-либо обработки.

Активные электроды (рисунок 1, слева) – это электроды, которые усиливают электрический сигнал перед отправкой за счет встроенного усилительного каскада.



Рис. 1. Активный (слева) от OpenBCI и пассивный (справа) мостиковый электроды

По способу контактирования с кожей:

Гелевые электроды (изображены справа на рисунке 2) – требуют использования специального геля для обеспечения хорошего электрического контакта между кожей и электродом.

Сухие электроды (изображены слева на рисунке 2) – не требуют нанесения геля, что делает их более удобными и быстрыми в подготовке к использованию. Они могут иметь различные конструкции для улучшения контакта с кожей, в том числе гибкие или пружинные механизмы.

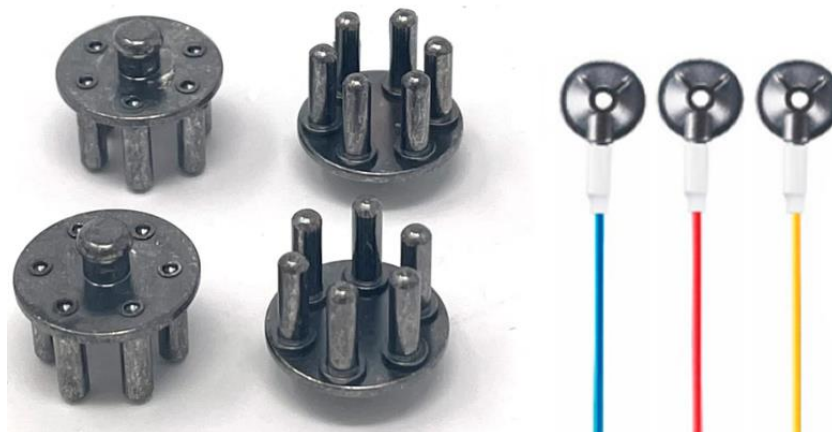


Рис. 2. Сухие (слева) и гелевые (справа) пассивные электроды

Перечисленные выше типы являются основными, на которые в настоящее время можно разделить все типы электродов для ЭЭГ.

3. СРАВНЕНИЕ

Для проведения анализа были изучены несколько аспектов, играющих роль при выборе электродов.

а. Сопротивление (импеданс) и шум.

На рисунке 3 показана эквивалентная модель сопротивлений между усилителем и мозгом:

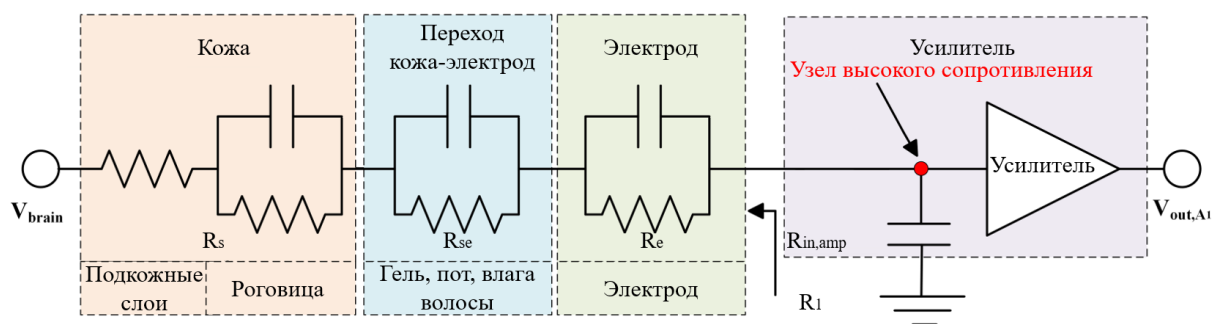


Рис. 3. Эквивалентная модель сопротивлений между усилителем и мозгом

R_s – сопротивление кожи, состоящей из нескольких слоев, диапазон варьируется от человека к человеку и составляет примерно от 10 кОм до 1Мом на кв. см при частоте 1Гц;

R_{se} – сопротивление между кожей и электродом, его значение варьируется от архитектуры электрода, материала, количества контактов и множества других факторов;

R_e – сопротивление самого электрода, зависит от материала, формы, размера и других параметров электрода;

$R_{in,Amp}$ – входное сопротивление усилителя. Это значение должно быть максимальным, для достижения минимального уровня затухания. Минимальное

значение этого сопротивления связано со значение других сопротивлений и допустимым затуханием. Его можно рассчитать по формуле (1).

$$V_{out} = A_v \left[\frac{R_{in,amp}}{R_{in,amp} + R_1} \right] V_{brain} \quad (1)$$

где R_1 рассчитывается по формуле (2), A – коэффициент усиления, для идеального усилителя равен 1.

$$R_1 = R_s + R_{se} + R_e \quad (2)$$

Таким образом, из-за требования к входному сопротивлению усилителя, узлы проводников с высоким импедансом начинают работать, как антенны и поглощают шумы от внешних источников и из окружающей среды [3].

При сравнении активных и пассивных электродов, у активных электродов отмечается пониженное влияние шума от различных источников, включая артефакты движения, помехи от внешних факторов и, в частности, шум на частоте 50-60 Гц. Это связано с тем, что активные электроды усиливают сигнал прямо у кожи головы, за счет встроенного каскада, уменьшая влияние внешних электрических помех и сопротивления кожи.

Пассивные электроды, напротив, передают сырой сигнал к усилителю. Благодаря этому они не требуют дополнительного обслуживания или настройки, но слабые сигналы сильно подвержены влиянию шумов, потому что для них нужно более сильное усиление. Такое различие особенно критично в условиях, где внешние электромагнитные помехи могут значительно влиять на качество сигнала [4].

На рисунке 4 представлен график распределения отношения сигнал-шум в данных ЭЭГ, полученных с помощью активных и пассивных электродов в разных условиях (стоя и при ходьбе) и от разных субъектов.

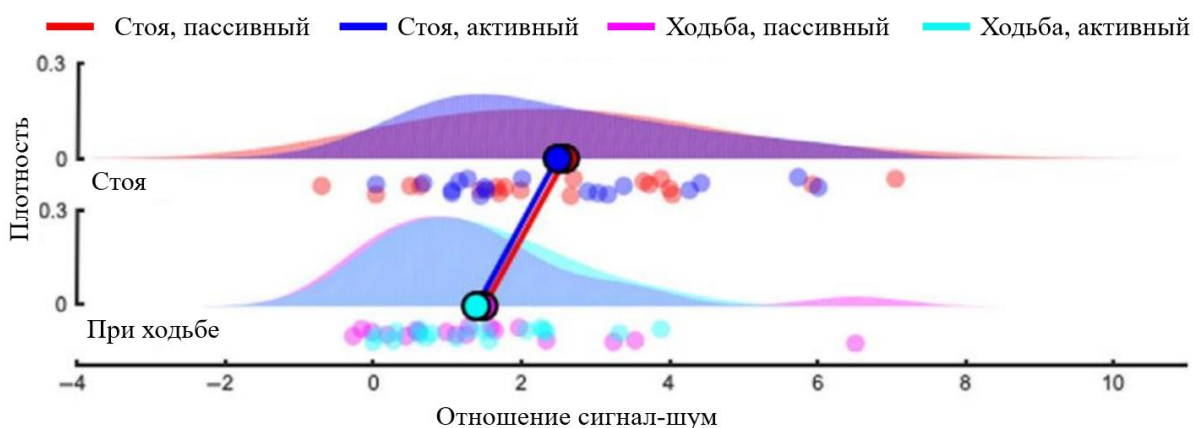


Рис. 4. Распределение отношения сигнал/шум

Маленькие точки под графиками относятся к значениям для одного субъекта; точки большего размера относятся к групповым значениям для каждого условия (стоя или при ходьбе). Плотность масштабируется в произвольных единицах и вычисляется с использованием функции MATLAB `ksdensity`. Распределение здесь относится к представлению того, как часто каждое значение по оси x встречается в данных [3].

На рисунке 5 представлены эквивалентные схемы для сухих и гелевых электродов.

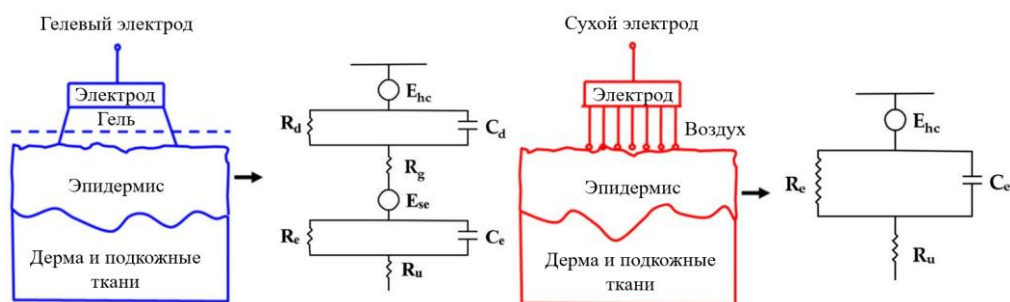


Рис. 5. Эквивалентные схемы для сухих(справа) и гелевых (слева) электродов

Дерма и подкожные ткани состоят в основном из кровеносных сосудов, нервов, желез и волосяных фолликулов, их емкость пренебрегается, а полное сопротивление рассматривается как резистор R_u .

Эпидермис представлен как сопротивление R_e и емкость C_e , включенные параллельно.

E_{sc} это потенциал, вызванный разницей в концентрации ионов в роговом слое кожи. Гель помогает уравнивать ионные концентрации, что способствует образованию более стабильного потенциала на этом участке. В случае сухих электродов такой стабилизации не происходит. [5]

Последовательное сопротивление R_g является эффективным сопротивлением, отражающим влияние геля между электродом и кожей.

R_d и C_d моделируют интерфейс электрод-электролит на поверхности влажного электрода, где электрод погружен в гель.

E_{hc} является потенциалом полу-ячейки.

R_g , R_d и C_d отсутствуют в схеме сухого электрода, так данный тип не подразумевает использование геля. [6]

Таким образом, в контексте сухих и гелевых электродов, отмечается, что гелевые электроды обеспечивают более низкий импеданс и лучшее качество сигнала за счет использования геля, который улучшает электрический контакт между кожей и электродом. [7] При использовании сухих электродов слабые сигналы сильно подвержены влиянию шумов, потому что для них нужно более сильное усиление. Но некоторые из исследований говорят о том, что современные технологии минимизируют влияние шума от высокого сопротивления при использовании сухих электродов, приближая качество сигнала обоих типов электродов к паритету. [8]

На рисунке 6 изображены ЭЭГ данные субъекта, записанные во время сна с использованием сухих (сверху) и гелевых (снизу) датчиков.



Рис. 6. ЭЭГ данные субъекта, записанные во время сна с использованием сухих (сверху) и гелевых (снизу) датчиков.

На графике представлены характеристика основных свойств медленных волн (0,5–4,0 Гц, синий) и сигма-ритм (10–16 Гц, красный), которые важны для определения качества сна в сигнале ЭЭГ. Медленные волны характеризуются максимальной отрицательной амплитудой (мкВ), длительностью (с), нисходящим и восходящим наклоном (мкВ/с), максимальной крутизной медленных волн либо между отрицательным пересечением нуля и максимальной отрицательной амплитудой, либо максимальная отрицательная амплитуда и положительное пересечение нуля соответственно. Сигма-ритм характеризуется максимальной амплитудой (мкВ), продолжительностью (с), частотой (Гц) и скоростью амплитуды (мкВ/с), то есть суммой всех абсолютных точек данных во время сигма-ритма. Медленные волны и сигма-ритм выглядят одинаково для обоих типов электродов EEGDrDr (сверху) и EEGPgPg (снизу). [7]

б. Качество сигнала и надежность данных.

Большинство исследований сходится на том, что качество сигнала и надежность данных, полученных с помощью электродов разных типов, оказываются сопоставимы.

Но при этом отмечается, что сухие электроды сильнее подвержены артефактам, связанными с движениями и потоотделением, что возможно нивелировать применением современных технологий и материалов, а также более совершенной конструкцией [7].

в. Удобство использования.

Независимо от наличия усилителя, сухие электроды имеют значительное преимущество в удобстве использования. Они не требуют нанесения специального геля или солевого раствора, которые улучшают контакт между электродом и кожей, который необходим для гелевых электродов.

г. Применение в исследовательской и клинической практике.

Для клинических исследований, на данный момент, приоритет остается за использованием пассивных гелевых электродов, так как требуется наивысшее качество сигнала, а условия позволяют проводить необходимую подготовку для их применения.

Но в сфере исследовательской деятельности, мобильного и долгосрочного мониторинга и, в перспективе, при домашнем использовании, привлекательными являются активные сухие электроды, потому как не требуют сложной подготовки, и меньше подвержены влиянию внешних источников шума и проявлению артефактов из-за движений и прочих факторов.

4. Выводы

Сухие и влажные электроды: исследования показывают, что сухие электроды могут обеспечить качество сигнала, сопоставимое с влажными электродами, при этом они более удобны для пользователей и упрощают процесс установки на кожу и использования в различных условиях, включая домашнее мониторинг. Однако сухие электроды могут быть более чувствительны к артефактам и иметь более высокий уровень шума, особенно при высоких сопротивлениях.

Активные и пассивные электроды: активные электроды демонстрируют меньший уровень шума и лучше справляются с высоким импедансом по сравнению с пассивными электродами. Это делает их предпочтительным выбором для условий, где трудно обеспечить низкий импеданс, например, в полевых условиях или при использовании пользователями без специальной подготовки.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе работы были рассмотрены и проанализированы исследования различных типов электродов для ЭЭГ. Было проведено сравнение результатов исследований пассивных и активных, сухих и гелевых электродов. Выявлены преимущества и недостатки каждого типа, определены актуальность и уместность применения того или иного типа в зависимости от условий окружающей обстановки.

По итогу исследования можно сделать вывод о том, что сухие активные электроды представляют собой перспективное направление в разработке систем для записи ЭЭГ, сочетая в себе удобство использования с высоким качеством сигнала даже при менее идеальных условиях контакта. Важным аспектом является дальнейшее совершенствование технологии для минимизации артефактов и улучшения удобства использования, что может сделать ЭЭГ мониторинг с использованием сухих активных электродов более доступным и широко применимым в клинической практике, мобильной диагностике и различных исследованиях.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (грант № 24-29-20168).

ЛИТЕРАТУРА

1. Журавлёв Д.В., Тимофеев В.В., Филатов С.А. Исследование вариантов построения активных электродов для регистрации ЭЭГ // В сборнике: Комплексные проблемы техносферной безопасности. Материалы VII Международной научно-практической конференции. В 2-х частях. Отв. редактор И.Г. Дроздов. Воронеж, 2022. С. 311-319.
2. Журавлёв Д.В., Проводников А.А. Носимые текстильные электроды для измерения ЭКГ // В сборнике: КОМПЛЕКСНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕХНОСФЕРНОЙ БЕЗОПАСНОСТИ. материалы VI Международной научно-практической конференции. В 3-х частях. Воронеж, 2021. С. 208-213.
3. Shad H. T. Erwin, Molinas Marta, Ytterdal d Trond Impedance and Noise of Passive and Active Dry EEG Electrodes: A Review // IEEE SENSORS JOURNAL, 2020, Т. 20, № 24. – С. 14565-14577
4. Scanlon E. M. Joanna, Jacobsen Nadine Svenja Josée, Maack C. Marike, Debener Stefan Does the electrode amplification style matter? A comparison of active and passive EEG system configurations during standing and walking // European Journal of Neuroscience, 2020, Т. 54, № 12. – С. 8381-8395
5. Fu Yulin, Zhao Jingjing, Dong Ying, Wang Xiaohao Dry Electrodes for Human Bioelectrical Signal Monitoring // Sensors, 2020, Т. 20, № 13. – С. 3651-3679
6. Liao Lun-De Design, Fabrication and Experimental Validation of a Novel Dry-Contact Sensor for Measuring Electroencephalography Signals without Skin Preparation / Liao Lun-De, Wang I-Jan, Chen Sheng-Fu, Chang Jyh-Yeong, Lin Chin-Teng // Sensors, 2011, Т. 11, № 6. – С. 5819-5834
7. Leach Sven A Protocol for Comparing Dry and Wet EEG Electrodes During Sleep / Leach Sven, Chung Ku-young, Tüshaus Laura, Huber Reto, Karlen Walter // Frontiers in Neuroscience, 2020, Т. 14, № 586. – С. 1-14
8. Hinrichs Hermann Comparison between a wireless dry electrode EEG system with a conventional wired wet electrode EEG system for clinical applications / Hinrichs Hermann, Scholz Michael, Baum Anne Katin, Kam W. Y. Julia, Knight T. Robert, Heinze Hans-Jochen // Scientific Reports, 2020, Т. 10, № 1. – С. 5218-5232

9. Laszlo Sarah A direct comparison of active and passive amplification electrodes in the same amplifier system / Laszlo Sarah, Ruiz-Blondet Maria, Khalifian Negin, Chu Fanny, Jin Zhanpeng // *Journal of Neuroscience Methods*, 2014, T. 30, № 235. – C. 298-307
10. O'Sullivan Mark Analysis of a Low-Cost EEG Monitoring System and Dry Electrodes toward Clinical Use in the Neonatal ICU / O'Sullivan Mark, Temko Andriy, Bocchino Andrea, O'Mahony Conor, Boylan Geraldine, Popovici Emanuel // *Sensors*, 2019, T. 19, № 11. – C. 2637-2653

REFERENCES

1. Zhuravlev D.V., Timofeev V.V., Filatov S.A. Investigation of options for constructing active electrodes for EEG registration // In the collection: *Complex problems of technosphere safety. Materials of the VII International Scientific and Practical Conference*. In 2 parts. Editor-in-chief I.G. Drozdov. Voronezh, 2022. Pp. 311-319.
2. Zhuravlev D.V., Provodnikov A.A. Wearable textile electrodes for ECG measurement // In the collection: *COMPLEX PROBLEMS OF TECHNOSPHERE SAFETY. materials of the VI International Scientific and Practical Conference*. In 3 parts. Voronezh, 2021. Pp. 208-213.
3. Shad H. T. Erwin, Molinas Marta, Ytterdal d Trond Impedance and Noise of Passive and Active Dry EEG Electrodes: A Review // *IEEE SENSORS JOURNAL*, 2020, Vol. 20, No. 24. – Pp. 14565-14577
4. Scanlon E. M. Joanna, Jacobsen Nadine Svenja Jose, Maack C. Marike, Debener Stefan Does the electrode amplification style matter? A comparison of active and passive EEG system configurations during standing and walking // *European Journal of Neuroscience*, 2020, vol. 54, No. 12. – Pp. 8381-8395
5. Fu Yulin, Zhao Jingjing, Dong Ying, Wang Xiaohao Dry Electrodes for Human Bioelectrical Signal Monitoring // *Sensors*, 2020, Vol. 20, No. 13. – Pp. 3651-3679
6. Liao Lun-De Design, Fabrication and Experimental Validation of a Novel Dry-Contact Sensor for Measuring Electroencephalography Signals without Skin Preparation / Liao Lun-De, Wang I-Jan, Chen Sheng-Fu, Chang Jyh-Yeong, Lin Chin-Teng // *Sensors*, 2011, Vol. 11, No. 6. – Pp. 5819-5834
7. Leach Sven A Protocol for Comparing Dry and Wet EEG Electrodes During Sleep / Leach Sven, Chung Ku-young, Tüshaus Laura, Huber Reto, Karlen Walter // *Frontiers in Neuroscience*, 2020, Vol. 14, No. 586. – Pp. 1-14
8. Hinrichs Hermann Comparison between a wireless dry electrode EEG system with a conventional wired wet electrode EEG system for clinical applications / Hinrichs Hermann, Scholz Michael, Baum Anne Katin, Kam W. Y. Julia, Knight T. Robert, Heinze Hans-Jochen // *Scientific Reports*, 2020, Vol. 10, No. 1. – Pp. 5218-5232
9. Laszlo Sarah A direct comparison of active and passive amplification electrodes in the same amplifier system / Laszlo Sarah, Ruiz-Blondet Maria, Khalifian Negin, Chu Fanny, Jin Zhanpeng // *Journal of Neuroscience Methods*, 2014, vol. 30, No. 235. – Pp. 298-307
10. O'Sullivan Mark Analysis of a Low-Cost EEG Monitoring System and Dry Electrodes towards Clinical Use in the Neonatal ICU / O'Sullivan Mark, Temko Andriy, Bocchino Andrea, O'Mahony Conor, Boylan Geraldine, Popovici Emanuel // *Sensors*, 2019, Vol. 19, No. 11. – Pp. 2637-2653

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ КОМПЛЕКСНЫХ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ

В. И. Парфенов, А. А. Калининский

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Рассматриваются два способа построения правила вынесения решения относительно оценок параметров излучения от объектов исследования, выносимых в центральном узле (ЦУ), исходя из имеющихся оценок, полученных от распределённых в пространстве датчиков беспроводной сенсорной сети. Выполнен сравнительный анализ эффективности комплексной оценки параметров разработанными алгоритмами при отсутствии помех в каналах связи «сенсор-ЦУ» при условии, что неизвестный параметр – неэнергетический и присутствуют только нормальные ошибки оценивания.

Ключевые слова: беспроводная сенсорная сеть; комплексная оценка параметров; квантование; функция правдоподобия.

COMPARATIVE ANALYSIS OF COMPREHENSIVE PARAMETERS ESTIMATION ALGORITHMS

V. I. Parfenov, A. A. Kalininsky

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. This article discusses two ways to construct a rule for making a decision regarding estimates of radiation parameters from research objects made at the central node (CN), based on the available estimates obtained from spatially distributed sensors of a wireless sensor network. A comparative analysis of the effectiveness of comprehensive parameter estimation using the developed algorithms was carried out in the absence of interference in the «sensors-fusion center» channels, provided that the unknown parameter is non-energy and only normal estimation errors are presented.

Keywords: wireless sensor network; comprehensive estimation of parameters; quantization; likelihood function.

1. ВВЕДЕНИЕ

Беспроводные сенсорные сети [1, 2] представляют собой множество миниатюрных вычислительных устройств (вплоть до нескольких десятков тысяч), снабжённых датчиками (температуры, давления, уровня вибрации и др.), а также передающим или приёмо-передающим устройством, работающим в заданном диапазоне частот. Благодаря гибкой архитектуре, лёгкости в монтаже и демонтаже они превосходят по полезности другие проводные и беспроводные интерфейсы сбора и передачи информации. И с каждым годом их польза и эффективность всё больше растёт.

Но важно понимать, что на каждый сенсор одновременно воздействует множество факторов, оказывающих негативное влияние на его работу. Например, естественный износ оборудования, критические перепады температуры окружающей среды, природные и искусственные помехи, ошибки в прошитом программном обеспечении и так далее. Для минимизации вероятности принятия неправильного решения касательно того или иного рассматриваемого параметра в беспроводной сети используется так называемый «центральный узел», представленный базовой станцией. Центральные узлы могут быть разных видов. Как полноценные, обеспечивающие первичную обработку собранных данных и поддерживающие все виды топологий: точка-точка, звезда, дерево, ячеистая

сеть, так и максимально упрощённые, являющиеся скорее посредниками между сенсорами и непосредственно координатором. Для рассмотрения в статье был выбран первый тип.

Представим себе следующую задачу. Имеется некоторый объект, за которым производится наблюдение. От этого объекта исходит излучение, либо создаваемое им самим, либо появляющееся в результате переотражения каких-либо сигналов. Для наблюдения за объектом используется некоторая совокупность сенсоров, располагающаяся в пространстве таким образом, чтобы они могли принимать излучение от объекта. Сигнал от объекта представляет собой известную функцию времени, кроме того он зависит от некоторого параметра, неизвестного наблюдателям, примером которого может служить, например, частота излучения. Каждый отдельный сенсор содержит датчик, реагирующий на это излучение, а также микропроцессор со встроенным алгоритмом, выносящим оценку этого неизвестного параметра. Точность оценок, выносимых сенсорами, зависит от корректности и эффективности используемого ими алгоритма принятия решений. Далее, информация об этих оценках поступает от каждого сенсора в центральный узел (ЦУ), где и выносится окончательное решение о его значении. В данной работе синтезированы два алгоритма вынесения комплексного решения относительно оценки неизвестного параметра и выполнено сравнение эффективностей этих комплексных оценок.

2. КОМПЛЕКСНЫЕ АЛГОРИТМЫ ВЫНЕСЕНИЯ РЕШЕНИЙ

Аналогично тому, как это было сделано в работе [3], предположим, что K сенсоров (по имеющимся у них алгоритмам) выносят оценки $\hat{\theta}_i$ ($i=\overline{1, K}$) некоторого неизвестного параметра θ объекта наблюдения, причем этот параметр может принимать значения из априорного интервала $\theta \in [\Theta_{\min}; \Theta_{\max}]$. Считаем оценку этого параметра $\hat{\theta}_i$, выносимую i -м сенсором, непрерывной случайной величиной. Все эти оценки необходимо передать в центральный узел (ЦУ) для вынесения окончательного решения (комплексной оценки). Но для этого необходимо непрерывную случайную величину преобразовать в дискретную $\hat{\rho}_i$, чтобы её можно было бы передать при помощи известных видов манипуляции. Рассмотрим рисунок 1. На этом рисунке показан интервал возможных значений неизвестного параметра $\hat{\theta}_i$. Это интервал разбивается на M одинаковых по размеру, равному Δ_M , подынтервалов J_m ($m = \overline{1, M}$), где Θ_{\min} и Θ_{\max} – соответственно минимальное и максимальное возможные значения, принимаемые оценкой.

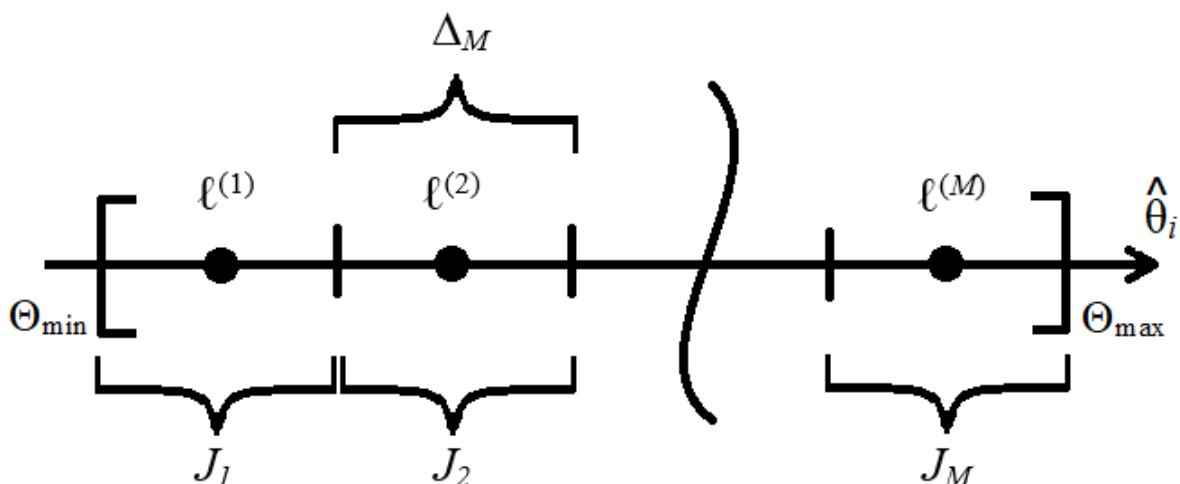


Рис. 1. Разбиение априорного интервала возможных значений оценки $\hat{\theta}_i$ на равные подынтервалы J_m

Если оценка $\hat{\theta}_i$ попадает в j -й подынтервал, то она заменяется на значение $\ell^{(j)}$, совпадающее с серединой этого подынтервала ($i = \overline{1, K}, j = \overline{1, M}$). В результате, вместо оценок $\hat{\theta}_i$ получаем оценки $\hat{\ell}_i$, которые могут принимать одно из следующих значений: $(\ell^{(1)}, \ell^{(2)}, \dots, \ell^{(m)})$.

Будем считать, что сигналы, передаваемые от сенсоров в ЦУ, не искажаются, т.е. канал связи с ЦУ считаем идеальным. Следовательно, в ЦУ будет наблюдаться вектор, члены которого совпадают со значениями, выносимыми сенсорами: $(\ell^{(m_1)}, \ell^{(m_2)}, \dots, \ell^{(m_k)})$. Здесь m_k – номер измеренного и передаваемого от k -го сенсора в ЦУ значения параметра ($k = \overline{1, K}$). Таким образом, $\ell^{(m_1)}$ – значение (квантованная оценка неизвестного параметра θ), которое первый сенсор должен передать в ЦУ и т.д.

Оптимальное правило вынесения решения может быть получено одним из следующих двух способов:

А) Вводим в рассмотрение M гипотез [4] H_m ($m = \overline{1, M}$), аналогично [3]. Гипотеза H_j означает, что сенсор передаёт в ЦУ сигнал $S(t, \ell^{(j)})$, ($j = \overline{1, M}$). Тогда задача синтеза оптимального решающего правила сводится к задаче сравнения этих M гипотез.

В) Найдем оптимальную оценку Θ_Σ , используя K полученных от сенсоров случайных величин. Для этого найдем функцию правдоподобия (ФП), как функцию от Θ , и, в соответствии с методом максимального правдоподобия, найдем то значение $\Theta = \Theta_\Sigma$, при котором ФП достигает максимума.

При этом сами подынтервалы J_1, \dots, J_M , показанные на рисунке 1, таковы:

$$J_1 = (-\infty; \Theta_{\min} + \Delta_M), J_M = (\Theta_{\min} + (M-1)\Delta_M; \infty),$$

$$J_j = (\Theta_{\min} + (j-1)\Delta_M; \Theta_{\min} + j\Delta_M), \text{ если } j \in [2; M-1].$$

Передаваемые в ЦУ величины, совпадающие с серединами соответствующих подынтервалов, могут быть записаны в виде $\ell^{(j)} = \Theta_{\min} + \frac{(2j-1)}{2} \Delta_M, j = \overline{1, M}$.

Учитывая независимость оценок неизвестного параметра, выносимых различными сенсорами, запишем функцию правдоподобия как

$$\Lambda = \prod_{k=1}^K P[\hat{\ell}_k = \ell^{(m_k)}; \theta], \quad (1)$$

где P – это вероятность того, что k -ая компонента вектора оценок $\vec{\hat{\ell}} = (\hat{\ell}_1, \dots, \hat{\ell}_K)$ примет значение $\ell^{(m_k)}$, где m_k – номер возможного значения случайной величины $\hat{\ell}_k$. Тогда порядок дальнейших действий для двух подходов, изложенных выше, принимает вид:

А) Находим M значений функции правдоподобия для разных $\theta = \ell^{(j)}$:

$$\Lambda_j = \prod_{k=1}^K P[\hat{\ell}_k = \ell^{(m_k)}; \theta = \ell^{(j)}]. \quad (2)$$

В результате оценка параметра θ (которую обозначим $\hat{\theta}_A$) будет находиться, как такое значение $\ell^{(m_i)}$ с номером i , при котором $\Lambda_i \geq \Lambda_j$ ($j \neq i, j = \overline{1, M}$).

В) Строим ФП как функцию от θ :

$$L(\theta) = \prod_{k=1}^K P[\hat{\ell}_k = \ell^{(m_k)}; \theta]. \quad (3)$$

В этом случае оценка параметра для второго способа $\hat{\theta}_B$ будет равна такому значению θ , при котором $L(\theta)$ будет принимать максимальное значение.

Найдём вероятность $P[\hat{\ell}_k = \ell^{(m_k)}; \theta]$. В соответствии с [5], полагая, что производится оценка неэнергетического параметра с учетом лишь «нормальных» ошибок, получаем

$$P[\hat{\ell}_k = \ell^{(m)}; \theta] = P[\hat{\theta}_k \in J_m; \theta] \equiv \rho_k^{(m)}(\theta) =$$

$$= \int_{(J_m)} \frac{1}{\sqrt{2\pi D_{\hat{\theta}_k}}} e^{-\frac{(\hat{\theta}_k - \theta)^2}{2D_{\hat{\theta}_k}}} d\hat{\theta}_k =$$

$$= \begin{cases} \chi_k^{(1)}(\theta), & m=1, \\ \chi_k^{(m)}(\theta) - \chi_k^{(m-1)}(\theta), & m \in [2; M-1], \\ 1 - \chi_k^{(M)}(\theta), & m=M, \end{cases}$$

где $\chi_k^{(m)} = \Phi\left(\frac{\Theta_{\min} - \Theta + \Delta_M}{\sqrt{D_{\hat{\theta}_k}}}\right)$, причем $\Phi(\cdot)$ – интеграл вероятностей [5], $D_{\hat{\theta}_k}$ – дисперсия

оценки неизвестного параметра, выносимого k -м сенсором. Действительно, как известно [5, 6], в рассматриваемых условиях оценка описывается гауссовским законом распределения.

Итак, для двух рассматриваемых вариантов построения алгоритмов обработки имеем:

А)

$$\Lambda_j = \prod_{k=1}^K \rho_k^{(m_k)}(\theta = \ell^{(j)}); \quad (4)$$

В)

$$L(\theta) = \prod_{k=1}^K \rho_k^{(m_k)}(\theta). \quad (5)$$

Таким образом, при использовании варианта А требуется находить M значений Λ_j (4) и определять среди них максимальное. При использовании варианта В необходимо строить функцию $L(\theta)$ (5) для всех возможных значений параметра θ и определять то из них, при котором функция $L(\theta)$ достигает максимального значения.

3. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ КОМПЛЕКСНОЙ ОЦЕНКИ НЕЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПАРАМЕТРА СИГНАЛА ДЛЯ ДВУХ АЛГОРИТМОВ

Сравнение двух изложенных выше комплексных алгоритмов оценки выполним аналогично тому, как это было сделано в работе [3]. Считаем, что форма излучаемого объектом сигнала описывается моделью в виде «колокольного» импульса: $s(t, \theta_0) = A \exp\left(-\frac{(t - \theta_0)^2}{\tau^2}\right)$. Здесь параметр A – амплитудный множитель, параметр τ характеризует ширину спектра такого сигнала и его длительность, а параметр θ_0 – истинное значение оцениваемого параметра (в рассматриваемом примере, очевидно, неизвестный параметр характеризует время прихода сигнала). Данный сигнал поступает на вход каждого датчика совместно с шумом, принимаемым за белый гауссовский [5].

Считаем, что в каждом сенсоре используется один и тот же алгоритм оценки. В частности, предположим, что оценка осуществляется с помощью метода максимального правдоподобия. Тогда дисперсия оценки параметра θ будет описываться известной формулой вида [5]

$$D_{\theta} = (z^2 S''|_{\theta_0})^{-1}, \quad (6)$$

где z – отношение сигнал/шум (ОСШ), $S''|_{\theta_0}$ – двукратная производная от сигнальной функции, взятая в точке истинного значения оцениваемого параметра θ_0 . При этом, как отмечалось ранее, выносимые сенсорами оценки будем считать «нормальными», т.е. не выходящими за пределы длительности сигнальной функции [6].

Сравнительный анализ эффективности комплексной оценки (в нашем случае она является практически несмещённой [6]) неэнергетического параметра двумя разными

алгоритмами (А и В) был выполнен с помощью компьютерного моделирования. Находились безусловные смещения и рассеяния оценки нормированного параметра $\tilde{\theta} = \theta/\tau$ для разных значений ОСШ z , количества сенсоров в сети K и количества уровней квантования оцениваемого параметра M (точнее, числа разрядов m , отводимых для представления оценки, где $M=2^m$). Отметим, что при моделировании использовалось 10^4 реализаций наблюдаемых данных при каждом значении параметров z , K и m . Из-за того, что оценка практически несмещенная, рассеяние оценки параметра $\tilde{\theta}$ совпадает с дисперсией.

На рисунках 2-4 показаны зависимости дисперсии оценки неизвестного нормированного параметра $\tilde{\theta}$ от ОСШ z , от числа разрядов m и от количества сенсоров в сети K соответственно. Причем сплошными линиями изображены дисперсии для алгоритма А, а штриховыми – для алгоритма В. Под D1 и D2 на этих рисунках понимаются дисперсии для первого (А) и второго (В) алгоритмов соответственно. На рисунке 2 изображены зависимости дисперсий оценок обоих алгоритмов от ОСШ z при постоянном значении $m=3$ и при разном количестве сенсоров: $K=1, 3$ и 7 . На рисунке 3 показаны зависимости дисперсий оценок от числа разрядов m при постоянном значении $K=5$ и при разных значениях ОСШ: $z=3, 5$ и 7 . На рисунке 4 при постоянном значении ОСШ $z=4$ и при разном числе разрядов m ($m=2, 3$ и 7) показана зависимость дисперсий оценки от числа сенсоров в сети K .

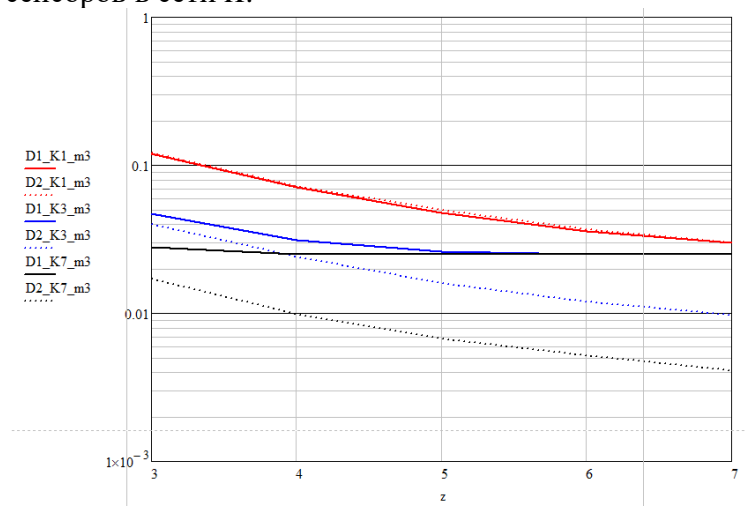


Рис. 2. Зависимость дисперсии комплексной оценки от ОСШ

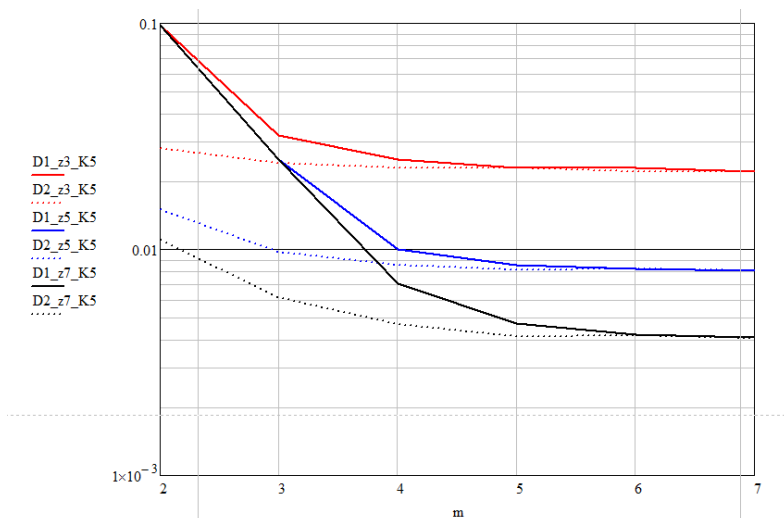


Рис. 3. Зависимость дисперсии комплексной оценки от числа разрядов

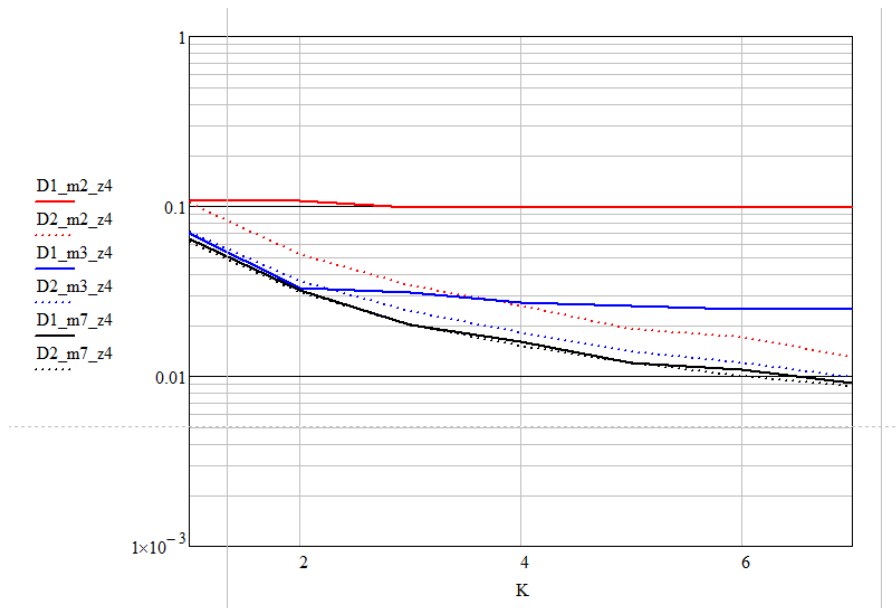


Рис. 4. Зависимость дисперсии комплексной оценки от количества сенсоров в сети

Данные зависимости позволяют сделать ряд выводов. На каждом из рисунков можно отметить, что второй алгоритм (алгоритм В) обладает лучшей эффективностью оценивания по сравнению с первым (дисперсия $D2 < D1$). Кроме того, следует выделить следующие особенности в поведении дисперсий комплексных оценок. Так, дисперсия первого алгоритма (алгоритма А) с ростом ОСШ z , независимо от количества сенсоров в сети, стремится к определенной постоянной величине (в данном случае при $m=3$ эта константа равна приблизительно 0,025 (см. рис.2)). Причем, чем больше сенсоров в сети, тем быстрее происходит этот процесс. В тоже время дисперсия второго алгоритма (алгоритма В) с ростом ОСШ z монотонно убывает (причем эта дисперсия тем меньше, чем больше величина K). Анализ рисунка 3 свидетельствует о том, что оба алгоритма будут обеспечивать примерно одинаковую эффективность оценки, если увеличивать количество уровней квантования (количество разрядов m). Так, при рассматриваемых значениях ОСШ ($z=3, 5, 7$) и количестве сенсоров, равному 5, максимальное число разрядов не следует выбирать большим 5-6, учитывая тот факт, что дальнейшее их увеличение не приводит к увеличению точности оценки. Анализ рисунка 4, на котором изображена зависимость дисперсии оценки от количества сенсоров в сети, показывает следующее. Повышение эффективности оценивания неизвестного параметра можно добиться и за счет увеличения количества сенсоров в сети. Тем не менее, необходимо учитывать следующее. Увеличение количества сенсоров целесообразно лишь при малом количестве используемых уровней квантования. Оба алгоритма будут обладать приблизительно одинаковой эффективностью оценивания при выборе $m > 5-7$.

Таким образом, приведенные результаты позволяют сделать обоснованный выбор параметров m , K и z , обеспечивающих требуемую эффективность оценки неизвестного параметра. В дальнейшем целесообразно рассмотреть комплексную оценку неизвестного параметра при других, не обязательно гауссовских распределениях оценок, а также с учетом помех в каналах связи « i -й сенсор-ЦУ».

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Беспроводные сенсорные сети представляют собой довольно простую систему взаимосвязанных сложных устройств, не считая самих датчиков, считывающих данные

из окружающей среды. Получение сигнала сенсором и его передача через базовые станции на плату вычислительного устройства – довольно длительный процесс, который далеко не всегда проходит гладко. В частности, большой процент ошибок в принятии решений о значении того или иного оцениваемого параметра обусловлен влиянием помех, различных природных условий, а также банальных технических неполадок при работе датчиков. Чтобы минимизировать это влияние, используются устройства, в которых происходит дополнительная обработка полученных данных с нескольких сенсоров – центральные узлы.

Важную роль играет выбор алгоритма принятия решений, закладываемого в центральный узел. Как показано в данной работе, при наличии большого числа сенсоров в распределённой сети применение второго алгоритма позволит получить значительный выигрыш в точности оценки параметров сигнала. И чем выше ОСШ, тем он будет больше. Это утверждение также справедливо для случая малого числа уровней квантования. При наличии же большого числа уровней квантования выгоднее использовать первый алгоритм ввиду его преимущества над вторым в простоте и меньшей алгоритмической сложности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Смирнова Е. В. Технологии современных беспроводных сетей Wi-Fi / Смирнова Е. В., Пролетарский А. В., Ромашкина Е. А., Балюк С. А., Суворов А. М.: Москва: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2017. – 446 с.
2. Гейер Дж. Беспроводные сети. Первый шаг. М.: Издательский дом «Вильямс», 2005. – 192 с.
3. Парфенов В. И., Калининский А.А. Комплексная оценка параметров сигнала при отсутствии шумов в канале связи // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ. В 5-ти томах, Воронеж, 18-20 апреля 2023 года. Том 1. Воронеж: Воронежский государственный университет, 2023. – С. 102-108.
4. Feder M., Merhav N. Universal composite hypothesis testing: a competitive minimax approach // IEEE Transactions on Information Theory, 2002, Vol. 48(6). – P. 1504-1517.
5. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
6. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. Радио, 1978. – 296 с.

REFERENCES

1. Smirnova, E. V. Technologies of modern wireless Wi-Fi networks / Smirnova E. V., Proletarsky A. V., Romashkina E. A., Balyuk S. A., Surovov A. M. Moscow: Publishing house of BMSTU, 2017. – 446 p.
2. Geyer, J. Wireless Networks. First step. M.: Publishing house “Williams”, 2005. – 192 p.
3. Parfenov, V. I., Kalininsky, A. A. Comprehensive estimation of signal parameters without noise in the communication channel // Radiolocation, navigation, communication: collection of proceedings of the XXIX International Scientific and Technical Conference dedicated to the 70th anniversary of the department Radiophysics VSU. In 5 volumes, Voronezh, April 18-20, 2023. Volume 1. Voronezh: Voronezh State University, 2023. – P. 102-108.
4. Feder, M., Merhav, N. Universal composite hypothesis testing: a competitive minimax approach // IEEE Transactions on Information Theory, 2002, Vol. 48(6). – P. 1504-1517.
5. Tikhonov, V. I. Statistical radio engineering. M.: Radio and communication, 1982. – 624 p.
6. Kulikov, E.I., Trifonov, A.P. Estimation of signal parameters against a background of interference. M.: Sov. Radio, 1978. – 296 p.

СУЩЕСТВУЮЩИЕ ПРАКТИКИ, МОДЕЛИ И МЕТОДЫ ОЦЕНКИ КИБЕРБЕЗОПАСНОСТИ ЖИЗНЕННОГО ЦИКЛА РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ, ВКЛЮЧАЯ БЕСПИЛОТНЫЕ АВИАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

И. А. Байгутлина, А. Ю. Замятин

ООО «Научно-производственный центр беспилотных авиационных систем и робототехнических комплексов», Ковров, Россия

Аннотация. Определены роль и место передачи и обработки информации при создании и эксплуатации робототехнических комплексов (РТК). Рассмотрена методология оценки кибербезопасности жизненного цикла РТК. Описаны применимые мировые практики оценки кибербезопасности транспортных систем.

Ключевые слова: передача и обработка информации, кибербезопасность, жизненный цикл, модели, методы, робототехнические системы, беспилотная авиационная система, беспилотное воздушное судно, РТК, БВС, БАС, БПЛА.

EXISTING PRACTICES, MODELS AND METHODS FOR ASSESSING THE CYBERSECURITY OF THE LIFE CYCLE OF ROBOTIC SYSTEMS, INCLUDING UNMANNED AERIAL SYSTEMS

I. A. Baygutlina, A. J. Zamyatin

Research and Production Center for Unmanned Aerial Systems and Robotic Complexes, Kovrov, Russia

Abstract. The role and place of information transmission and processing in the creation and operation of robotic complexes (RTCs) are determined. The methodology of assessing the cybersecurity of the RTK life cycle is considered. The applicable global practices of assessing the cybersecurity of transport systems are described.

Keywords: information transmission and processing, cybersecurity, life cycle, models, methods, robotic systems, unmanned aerial system, unmanned aerial vehicle, UAV, UAS.

1. ВВЕДЕНИЕ

В течение 2023 года робототехнические комплексы (РТК) военного назначения продемонстрировали бурное технологическое развитие. В первую очередь, это касается, конечно, беспилотных авиационных систем [1-4]. На вторую позицию вышли безэкипажные катера (БЭК) в надводном и полупогружном вариантах [5]. Далее – колёсные и гусеничные наземные робототехнические платформы.

Важнейшими составляющими РТК являются передача и обработка информации. И от них, в первую очередь, зависит успешность выполнения миссии, возложенной на конкретный РТК.

Аспекты передачи информации, как правило, рассматриваются для:

- каналов управления и мониторинга между РТК и пунктами управления (ПУ) [6, 7];
- каналов передачи целевой информации от РТК к ПУ [8];
- каналов глобальной и локальной (для случая применения) навигационных систем;
- каналов ретрансляции сигналов (для случая применения) [9, 10];

– каналов взаимодействия между ПУ и смежными структурами в контуре управления.

Основным неразрушающим инструментом деструктивного воздействия на радиочастотное оборудование передачи информации между РТК и ПУ являются средства РЭБ [11, 12].

Аспекты обработки информации, в общем случае, затрагивают:

- бортовые контроллеры управления (например, для случая беспилотных воздушных судов – полётные контроллеры) [13, 14];
- встроенные средства обработки составных частей РТК (прежде всего, средств полезной нагрузки);
- бортовые компьютеры РТК [15, 16];
- средства ПУ [17, 18];
- средства, используемые связанными с ПУ системами в случае реализации распределённой обработки.

Естественно, при рассмотрении технологий обработки информации значительное внимание в настоящее время уделяется применению различных вариантов искусственного интеллекта [19-21].

Следует отметить, что в последнее время значительно активизировались работы по реализации оптических каналов связи и управления. Так, британская компания QinetiQ, известная, в том числе, созданием применяемого на Украине реактивного БПЛА Banshee Jet 80, успешно продемонстрировала инновационную технологию «двухсторонней оптической связи в условиях открытого пространства» (FSOC – Free Space Optical Communication), рисунки 1-3.

Учитывая всё увеличивающееся проникновение технологий и сервисов, основанных на использовании РТК, во многие сферы жизнедеятельности, включая критическую инфраструктуру, вопросы обеспечения кибербезопасности РТК приобретают всё большую значимость [22].

Настоящий материал посвящён рассмотрению вопросов кибербезопасности жизненного цикла РТК, затрагивающего вопросы разработки, эксплуатации и утилизации РТК. Учитывая, что в 2024 году в России стартовал национальный проект «Беспилотные авиационные системы» (БАС), кибербезопасности жизненного цикла в подотрасли БАС уделяется особое внимание.

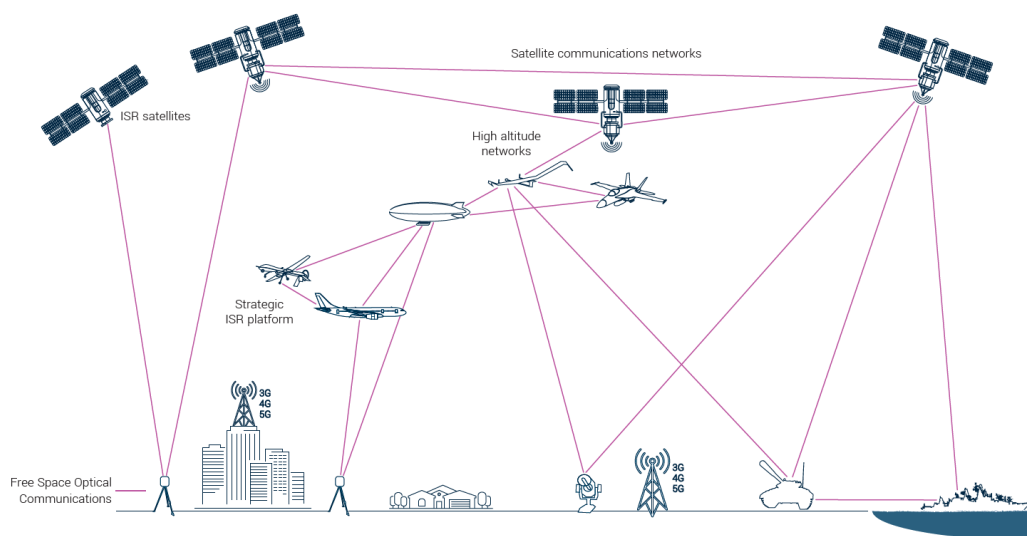


Рис. 1. Иллюстрация технологии FSOC.



Рис. 2. Наземная станция FSOC.



Рис. 3. Корабельная станция FSOC.

2. КЛЮЧЕВЫЕ РАССМАТРИВАЕМЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ

К настоящему моменту разработаны несколько методологий оценки кибербезопасности РТК [22], но ещё не созданы сколько-нибудь формализованные методологии оценки кибербезопасности жизненного цикла РТК.

В большинстве случаев сейчас рассматриваются четыре основных типа угроз кибербезопасности (рисунок 4).

Ранее в нескольких опубликованных работах авторов кибербезопасность БАС (без явно выраженной оценки жизненного цикла) предлагалось рассматривать для совокупности следующих ключевых направлений:

- а) программно-аппаратная целостность;
- б) управление;
- в) мониторинг (контроль состояния);
- г) навигация беспилотных воздушных судов (БВС);
- д) полётная информация (координаты пункта управления и БВС, скорость и т.п.);
- е) информация полезной нагрузки БВС;
- ж) безопасность оператора БАС;



КИБЕРПРЕСТУПНИКИ

Киберпреступная индустрия созревает в группу очень сложных и организованных игроков, которые планируют свою деятельность на уровне высокоэффективного бизнеса и передовых компаний.

МОТИВЫ:

Прямая финансовая выгода, промышленный шпионаж, ведущий к возможной финансовой выгоде, поиск конкурентного преимущества



ХАКТИВИСТЫ

Хактивисты — это отдельные лица или группы хакеров, которые осуществляют злонамеренную деятельность для продвижения повестки дня, а не для получения денежной выгоды.

МОТИВЫ:

Продвигать политическую, религиозную или социальную повестку дня; часто борется с реальной или предполагаемой несправедливостью



СПОНСИРУЕМЫЙ ГОСУДАРСТВОМ ЗЛОУМЫШЛЕННИК

Спонсируемые государством злоумышленники специализируются на обнаружении уязвимостей и их использовании в определенные моменты времени для достижения конкретных национальных целей

МОТИВЫ:

Нанести критический ущерб инфраструктуре недружественному государству



ИНСАЙДЕРСКИЕ УГРОЗЫ

Исходят от людей внутри организации, таких как работники, бывшие работники, подрядчики или деловые партнеры, у которых есть информация о методах безопасности

МОТИВЫ:

Месть, недовольство, финансовая выгода

Рис. 4. Основные четыре типа угроз.

и) кибербезопасность систем и процессов, в которых принимает участие рассматриваемая БАС;

к) информационно-психологическая безопасность индивидов, социумов, государств и межгосударственных объединений, связанных с БАС;

л) алгоритмы, архитектура и принципы построения системы искусственного интеллекта (ИИ);

м) обучающие выборки систем ИИ.

Акцентировалось внимание и на аспектах, связанных с использованием вероятным противником функционирования наших БАС для обучения своих систем ИИ. Можно с уверенностью утверждать, 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.

Следует отметить, что с точки зрения оценки кибербезопасности ЖЦ наибольшее развитие рассматриваемое направление получило применительно к наземным транспортным системам, что нашло отражение в соответствующих правилах ООН и стандартах ISO. Учитывая достаточную глубину проработки данного вопроса международным сообществом, целесообразно распространить уже имеющиеся международные практики оценки кибербезопасности ЖЦ на широкий спектр изделий РТК.

3. ПРАВИЛА ООН и СТАНДАРТ ISO

В числе основополагающих международных документов, определяющих требования кибербезопасности жизненного цикла транспортных средств следует выделить:

- правила ООН WP29, ECE155, ECE156;
- документы ISO ISO/SAE 21434:2021 и ISO/PAS 5112:2022.

Документы WP29, ECE155, ECE156 представляют собой Правила ООН о единообразных положениях, касающихся официального утверждения транспортных средств в отношении кибербезопасности и их систем управления кибербезопасностью.

Требования правил ЕЭК ООН:

- внедрение процессов управления кибербезопасностью в рамках разработки;
- внедрение процессов управления ИБ и рисками кибербезопасности компании в целом;
- внедрение мониторинга инцидентов и уязвимостей, а также реагирование на них;
- внедрение процесса детекции кибератак;
- внедрение безопасных процессов обновления.

Стандарт ISO/SAE 21434 Road vehicles – Cybersecurity engineering (Дорожные транспортные средства – Инженерия безопасности), принятый в 2021 году, был разработан техническим комитетом ISO/TC 22 «Дорожные транспортные средства», подкомитетом SC32 «Электрические и электронные компоненты и общие системные аспекты» в сотрудничестве с комитетом SAE International по разработке систем кибербезопасности транспортных средств. ISO/SAE 21434 основан на рекомендациях, подробно описанных в Руководстве SAE 13061 по кибербезопасности для киберфизических систем транспортных средств.

В соответствии с ISO 21434 система обеспечения кибербезопасности применяется к следующим этапам:

- этап разработки;
- этап реализации;
- этап после реализации.

Ключевые требования:

- обеспечение управления рисками кибербезопасности (Cybersecurity-risk management);
- внедрение SDLC и безопасной разработки (Secure-by-design);
- мониторинг инцидентов и уязвимостей, а также реагирование на них;
- внедрение безопасных процессов обновления (OTA).

Ещё один документ, ISO/PAS 5112:2022 Road vehicles – Guidelines for auditing cybersecurity engineering (Транспорт дорожный. Руководство по аудиту проектирования в области кибербезопасности) включает материалы по направлениям:

- управление программой аудита для системы управления кибербезопасностью (CSMS);
- проведение организационных аудитов CSMS;
- компетентность аудиторов CSMS;
- предоставление доказательств во время аудитов CSMS.

Обобщённо обеспечение безопасного жизненного цикла разработки может быть представлено в виде, показанном на рисунке 5.

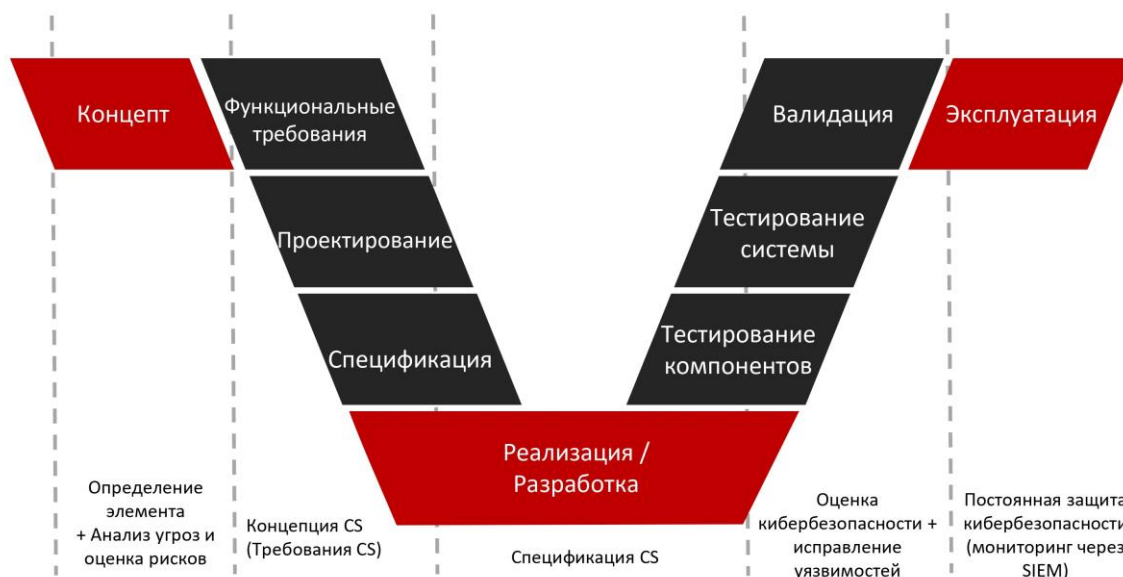


Рис. 5. Обеспечение безопасного жизненного цикла разработки.

4. ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ «PZ-UAS_SECURITY»

В 2023 году для оценки кибербезопасности БАС было разработано и зарегистрировано в Роспатенте программное средство «PZ-UAS_Security» (рисунок 6), алгоритм работы которого основывается на введённом в рассмотрение соответствующем комплексном показателе, являющимся функцией от интегральных характеристик кибербезопасности ключевых направлений БАС и её основных составных частей для конкретных условий применения.

Автором «PZ-UAS_Security» заявлено, что в ближайшей перспективе в рамках запланированных 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.

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



RU2023617357

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ
ГОСУДАРСТВЕННАЯ РЕГИСТРАЦИЯ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ

Номер регистрации (свидетельства): 2023617357 Дата регистрации: 07.04.2023 Номер и дата поступления заявки: 2023615961 29.03.2023 Дата публикации и номер бюллетеня: 07.04.2023 Бюл. № 4 Контактные реквизиты: Телефон: +7 926 548-87-74. E-mail: pavel-3310@mail.ru	Автор(ы): Замятин Павел Александрович (RU) Правообладатель(и): Замятин Павел Александрович (RU)
---	--

Название программы для ЭВМ:
Программа оценки кибербезопасности беспилотных авиационных систем «PZ-UAS_Security»

Реферат:

Для оценки кибербезопасности беспилотных авиационных систем (БАС) используется показатель, являющийся функцией от интегральных характеристик ключевых направлений для конкретных условий применения: программно-аппаратная целостность систем беспилотных воздушных судов (БВС), пункта управления, средств автоматизации запуска; управление со стороны оператора и полётного контроллера БВС; мониторинг систем БАС; навигация БВС; полётная информация БВС; информация полезной нагрузки БВС; безопасность оператора БАС; процессы, связанные с подготовкой персонала. При использовании в БАС технологий искусственного интеллекта (ИИ) добавляются два направления: алгоритмы, архитектура и принципы построения системы ИИ; обучающие выборки.

Язык программирования: C++
 Объем программы для ЭВМ: 642958 Б

Рис. 6. Копия документа о государственной регистрации программы «PZ-UAS_Security».

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Учитывая всё возрастающую важность рассматриваемого направления, тематика кибербезопасности жизненного цикла РТК введена в состав приоритетных, рассматриваемых секцией «Кибербезопасности» отделения «Проблемы управления национальной обороной» Академии военных наук РФ.

На 1-м слёте организаторов проектно-образовательного интенсива «Архипелаг 2024», прошедшем 7 февраля 2024 года, специалистами ООО «НПЦ БАСиРТК» было предложено отработку вопросов оценки кибербезопасности жизненного цикла БАС ввести в состав практик, предполагаемых к реализации в рамках интенсива 10-21 июля в Сахалинской области. Предварительно было намечено выполнить оценку кибербезопасности ЖЦ для всех БАС, принимающих участие в мероприятиях «Архипелаг 2024».

Дополнительная информация по теме работы доступна в профильных телеграм-каналах «Беспилотники (дроны, БПЛА, UAV)», «Кибербезопасность Z» и «НПЦ БАСиРТК», администрирование которых выполняют авторы статьи.

ЛИТЕРАТУРА

1. 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 гуманитарни науки, икономика и информационни технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2022. – С. 102–147.
2. Замятин П. А. Разработка кратких инструкций по использованию БВС в боевой обстановке // В книге: Практические аспекты применения современных 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. 250–259.
3. 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.
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 гуманитарни науки, икономика и информационни технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2022. – С. 58–75.
5. Замятин П. А. Применение моделей YOLOv8 при обследовании подводных объектов с использованием беспилотных подводных аппаратов // Славянский форум. – 2023. – № 3 (41). – С. 418–427.
6. Замятин П. А. Вопросы эксплуатации беспилотных авиационных систем // Славянский форум. – 2021. – № 1(31). – С. 297–304.
7. 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 гуманитарни науки, икономика и информационни технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2022. – С. 156–167.
8. 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.
9. 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. – 2021. – № 2. – С. 36–45.

10. Мырова Л. О. и др. Новое поколение российских спутниковых систем связи. Варианты создания терминального оборудования и реализации сервисов / Л. О. Мырова, С. В. Швец, И. А. Байгутлина, П. А. Замятин, Е. Ф. Лядова // Труды Научно-исследовательского института радио. – 2021. – № 4. – С. 33–43.
11. 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.
12. Замятин П. А. и др. Построение распределённой системы радиоэлектронной борьбы в условиях развёртывания новых низкоорбитальных спутниковых группировок / П. А. Замятин, А. Б. Давыдов, А. Ю. Дыбля, Е. Ф. Лядова // Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции, посвящённой 60-летию полётов в космос Ю. А. Гагарина и Г. С. Титова. – Воронеж, 2021. – С. 124–133.
13. Замятин П. А., Цызман В. В. Разработка полётных контроллеров для БВС // Славянский форум. – 2022. – № 4 (38). – С. 190–205.
14. Замятин П. А., Целищев С. Л. Формирование полётных заданий для беспилотных воздушных судов // Славянский форум. – 2023. – № 1 (39). – С. 240–250.
15. 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.
16. Замятин П. А. Планирование и обработка результатов экспериментов при реализации геоинформационных сервисов // Славянский форум. – 2020. – № 3(29). – С. 259–269.
17. Замятин П. А. Системы управления беспилотными летательными аппаратами // Инновационная наука. – 2020. – № 4. – С. 37–42.
18. Замятин П. А. Классификационные признаки беспилотных летательных аппаратов аэродромного базирования // Chronos. – 2020. – № 4 (43). – С. 76–84.
19. 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.
20. 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.
21. 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.
22. 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 гуманитарни науки, икономика и информационни технологии=Институт гуманитарных наук, экономики и информационных наук, 2022. – С. 27–36.

REFERENCES

1. 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 Sciences (IHEIS), 2022. – P. 102–147.
2. Zamyatin P. A. Development of brief instructions on the use of UAVs in a combat situation // In the book: Practical aspects of the use of modern aircraft / S. V. Shaitura, N. S. Shaitura, I. A. Baigutlina, P. A. Zamyatin. – Burgas: IHEIS, 2022. – P. 250–259.
3. 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: IHEIS, 2022. – P. 187–194.
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: IHEIS, 2022. – P. 58–75.
5. Zamyatin P. A. Application of the YOLOv8 method in the study of subspecies using unmanned subspecies of devices // Slavic Forum. – 2023. – No. 3 (41). – P. 418–427.
6. Zamyatin P. A. Issues of operation of unmanned aerial systems // Slavic Forum. – 2021. – No. 1 (31). – P. 297–304.
7. 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: IHEIS, 2022. – P. 156–167.
8. 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. Samoilov, A. G. Trubachev, K. V. Yakovlev. – M.: Sam Polygraphist LLC, 2020. – 208 p.
9. 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. – 2021. – No. 2. – P. 36–45.
10. Myrova L. O. et al. A new generation of Russian satellite communication systems. Options for creating terminal equipment and implementing services / L. O. Myrova, S. V. Shvets, I. A. Baigutlina, P. A. Zamyatin, E. F. Lyadova // Proceedings of the Radio Research Institute. – 2021. – No. 4. – P. 33–43.
11. 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: IHEIS, 2022. – P. 195–228.
12. Zamyatin P. A. et al. Construction of a distributed system of electronic warfare in the conditions of deployment of new low-orbit satellite constellations / P. A. Zamyatin, A. B. Davydov, A. Yu. Dyblya, 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.
13. Zamyatin P. A., Tsyzman V. V. Development of flight controllers for UAV // Slavic Forum. – 2022. – No. 4 (38). – P. 190–205.
14. Zamyatin P. A., Tselishchev S. L. Formation of flight missions for unmanned aircraft // Slavic Forum. – 2023. – No. 1 (39). – P. 240–250.
15. 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.

16. 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.
17. Zamyatin P. A. Control systems for unmanned aerial vehicles // Innovative science. – 2020. – No. 4. – P. 37–42.
18. Zamyatin P. A. Classification features of airfield-based unmanned aerial vehicles // Chronos. – 2020. – No. 4 (43). – P. 76–84.
19. 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.
20. A. B. Davydov 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.
21. 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: Publishing House «Sreda», 2020. – P. 84–89.
22. 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. Baygutlina, P. A. Zamyatin. – Burgas: IHEIS, 2022. – P. 27–36.

ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ ТЕХНОЛОГИЙ ПЕРЕДАЧИ И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

В. А. Емельянов, Б. С. Козлов, М. Г. Шульгин, Д.А. Кошелев

Краснодарский военный институт (КВИ), Краснодар, Россия

Аннотация. В статье будут рассмотрены современные тенденции в области технологий передачи и обработки информации. Авторы рассматривают существующие методы и средства передачи информации, включая различные виды сетей связи, цифровые и аналоговые протоколы передачи данных. Кроме того, в статье анализируются последние достижения в области обработки информации, включая методы сжатия данных, алгоритмы шифрования и технологии обработки больших данных. Особое внимание уделяется новым направлениям в развитии информационных технологий, таким как интернет вещей, искусственный интеллект и квантовые вычисления. В заключение, авторы обсуждают перспективы развития и направления дальнейших исследований в данной области.

Ключевые слова: информация, системы обработки и передачи, цифровая обработка сигналов, системы защиты, искусственный интеллект, канал передачи данных.

TRENDS IN THE DEVELOPMENT OF INFORMATION TRANSMISSION AND PROCESSING TECHNOLOGIES

V. A. Emelyanov, B. S. Kozlov, M. G. Shulgin, D.A. Koshelev

Krasnodar Military Institute (KVI), Krasnodar, Russia

Abstract. The article will consider current trends in the field of information transmission and processing technologies. The authors consider the existing methods and means of information transmission, including various types of communication networks, digital and analog data transmission protocols. In addition, the article analyzes the latest achievements in the field of information processing, including data compression methods, encryption algorithms and big data processing technologies. Special attention is paid to new directions in the development of information technologies, such as the Internet of Things, artificial intelligence and quantum computing. In conclusion, the authors discuss the prospects for development and directions for further research in this area.

Keywords: information, processing and transmission systems, digital signal processing, protection systems, artificial intelligence, data transmission channel.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современные системы передачи и обработки информации сталкиваются с рядом вызовов, требующих внимательного рассмотрения. Одной из главных проблем является управление огромными объемами данных, генерируемыми современными приложениями и устройствами. Большие объемы данных создают необходимость в эффективных методах передачи и обработки информации.

С развитием технологии 5G и расширением интернета вещей (IoT) требования к пропускной способности и скорости передачи данных становятся все более строгими.

Проблемы безопасности и приватности также являются важными в контексте передачи и обработки информации. С увеличением количества цифровых данных возрастает риск утечек и несанкционированного доступа. Это подчеркивает важность

разработки эффективных методов шифрования и защиты данных. Взаимосвязь с защитой значимых объектов критической информационной инфраструктуры (далее «ЗКИИ») становится неотъемлемой, поскольку обеспечение целостности и конфиденциальности информации становится приоритетом.

Подробный обзор существующих вызовов в области передачи и обработки данных поможет выделить ключевые направления исследований и инноваций, направленных на их решение.

2. ВАЖНОСТЬ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Цифровая обработка сигналов (ЦОС) играет важную роль в обработке информации, обеспечивая преобразование аналоговых сигналов в цифровую форму для эффективного анализа и передачи. Процессы дискретизации и квантования становятся ключевыми шагами в цифровой обработке, позволяя эффективно представлять и передавать данные.

Дискретизация, представляющая собой процесс извлечения дискретных значений из аналогового сигнала, имеет важное значение для эффективного использования пропускной способности канала передачи данных.

Квантование, в свою очередь, определяет уровень детализации, с которым аналоговый сигнал представляется в цифровой форме.

Современные исследования в области ЦОС направлены на разработку инновационных методов анализа и фильтрации сигналов. Важным направлением становится использование искусственного интеллекта и машинного обучения для создания более точных и адаптивных алгоритмов обработки сигналов.

Искусственный интеллект в ЦОС открывает новые возможности в области автоматического распознавания образов, анализа временных рядов и оптимизации параметров фильтрации.

3. СОВРЕМЕННЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ В ЗАЩИТЕ ЗКИИ

Интеграция цифровой обработки сигналов с системами защиты ЗКИИ требует углубленного рассмотрения с точки зрения алгоритмов шифрования и механизмов безопасности.

Современные исследования в области защиты ЗКИИ ставят перед собой задачу усовершенствования технологий и методов, направленных на улучшение секретности и устойчивости.

Исследование применения искусственного интеллекта в анализе данных о защите информации позволяет не только быстро распознавать угрозы, но и выявлять аномалии и паттерны в поведении системы, что дает возможность предотвращать потенциальные атаки. Применение методов машинного обучения и алгоритмов обнаружения аномалий позволяет создать системы мониторинга, способные автоматически реагировать на угрозы без необходимости постоянного присутствия человека.

Внедрение блокчейн-технологий дополняет меры защиты ЗКИИ, обеспечивая непрерывность цепи хранения и передачи данных. Блокчейн предоставляет распределенную, неизменяемую и надежную среду для хранения информации, что делает невозможным ее подделку или модификацию без согласия всех участников сети. Это создает доверенную среду, в которой информация о защите ЗКИИ может быть эффективно защищена от несанкционированного доступа и внешних воздействий, повышая общий уровень безопасности информационной инфраструктуры.

4. ПЕРСПЕКТИВЫ И БУДУЩЕЕ РАЗВИТИЕ

При оценке перспектив развития в передаче и обработке информации важно рассмотреть факторы, такие как расширение интернета вещей (IoT), более широкое использование технологии 5G и растущее внимание к киберфизическим системам.

Совершенствование методов сжатия данных и оптимизации пропускной способности сетей может привести к более эффективной передаче данных в реальном времени. Применение искусственного интеллекта для управления трафиком и анализа больших объемов данных станет ключевым фактором в оптимизации сетевых структур.

В области защиты ЗКИИ, эволюция квантовых технологий и усиление сетей блокчейн будут ключевыми. Предполагается, что квантовые вычисления приведут к созданию новых методов шифрования, с которыми трудно будет справиться даже самым мощным вычислительным системам.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Обобщив вышеизложенное, становится ясно, что взаимодействие цифровой обработки сигналов и защиты ЗКИИ важно для обеспечения безопасности и эффективности передачи и обработки информации. Технологические инновации и современные исследования играют ключевую роль в формировании будущего этих областей, поднимая стандарты функциональности и безопасности. Впредь, эти области будут продолжать развиваться, а их взаимосвязь будет иметь критическое значение для цифрового мира.

ЛИТЕРАТУРА

1. Айфичер, Э. Цифровая обработка сигналов: практический подход / Э. Айфичер. - М.: Вильямс, 2016. - 992 с.
2. Воробьев, С.Н. Цифровая обработка сигналов: Учебник для студентов учреждений высшего профессионального образования / С.Н. Воробьев. - М.: ИЦ Академия, 2013. - 320 с.
3. Бабиц, А.В. Эффективная обработка информации. Mind mapping для студентов и профессионалов: Учебное пособие / А.В. Бабиц. - М.: Бинوم, 2014. - 223 с.
4. Богомоллова, О.Б. Обработка текстовой информации Практикум / О.Б. Богомоллова. - М.: Бинوم. Лаборатория знаний, 2006. - 150 с.
5. Глотова, М.Ю. Математическая обработка информации: Учебник и практикум / М.Ю. Глотова, Е.А. Самохвалова. - Люберцы: Юрайт, 2016. - 344 с.

REFERENCES

1. Aificher, E. Digital signal processing: a practical approach / E. Aificher. - M.: Williams, 2016. - 992 p.
2. Vorobyov, S.N. Digital signal processing: A textbook for students of institutions of higher professional education / S.N. Vorobyov. - M.: IC Academy, 2013. - 320 p.
3. Babich, A.V. Effective information processing. Mind mapping for students and professionals: A textbook / A.V. Babich. - M.: Binom, 2014. - 223 p.
4. Bogomolova, O.B. Text information processing Workshop / O.B. Bogomolova. - M.: Binom. Laboratory of Knowledge, 2006. - 150 p.
5. Glotova, M.Y. Mathematical information processing: Textbook and workshop / M.Y. Glotova, E.A. Samokhvalova. Lyubertsy: Yurait, 2016. - 344 p.

УПРОЩЕННАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА КОМПЕНСАЦИИ ЭФФЕКТА ХРОМАТИЧЕСКОЙ ДИСПЕРСИИ В ДАЛЬНЕМАГИСТРАЛЬНЫХ ВОЛС

Г.Б. Сидельников

АО НПЦ «ЭЛВИС», Москва, Россия

Аннотация. В дальнемагистральных волоконно-оптических линиях связи с когерентной модуляцией существует необходимость в компенсации воздействия накопленной в процессе распространения хроматической дисперсии (ХД). ХД представляет собой линейное искажение с квадратичной фазовой характеристикой, для длинных дистанций, порядка тысячи километров и более, на рабочих частотах порядка 50 ГГц временная апертура искажения составляет величину порядка 1000 отсчетов. Для компенсации подобных искажений на практике применяется фильтрация в частотной области, однако даже такой экономный подход с использованием быстрого преобразования Фурье (БПФ) оказывается не достаточно эффективным с точки зрения вычислительных ресурсов. В работе предложен алгоритм гибридной частотно-временной фильтрации экономный с точки зрения реализации в микросхеме как по площади, так и по энергопотреблению.

Ключевые слова: хроматическая дисперсия, ВОЛС, частотно-временная фильтрация.

SIMPLIFIED CHROMATIC DISPERSION COMPENSATION ALGORITHM IN LONG-HAUL FIBER OPTIC TELECOMMUNICATION

G.B. Sidelnikov

JCS «Elvees», Moscow, Russia

Abstract. There is a need in specific algorithm of chromatic dispersion compensation in coherent long-haul fiber optic telecommunication. Chromatic dispersion is linear distortion which represented as filter with quadratic phase response. At long distances, about 1000 kilometers, and working bandwidth about 50GHz the time aperture is about 1000 samples. For compensating such distortions frequency domain filtration is usually used at practice, but even this low complexity approach with usage of Fast Fourier Transform (FFT) isn't enough. The hybrid frequency-time domain approach of chromatic dispersion compensation with low complexity hardware realization and high power efficiency was proposed.

Keywords: chromatic dispersion, Long-Haul, fiber optics telecommunications, frequency-time domain filtration.

1. ВВЕДЕНИЕ

Когерентные линии связи на базе волоконной оптики являются самыми информационно емкими и позволяют передавать огромные объемы информации на расстояния нескольких тысяч километров без регенерации, а лишь с использованием пассивного усиления. Одной из важных проблем при такой передаче является накопленное линейное искажение, вызванное эффектом хроматической дисперсии. Для компенсации линейных искажений с большой временной апертурой существует хорошо известный метод фильтрации в частотной области [1]. Эффективная реализация в аппаратуре, в том числе в микросхемах, достигается за счет применения быстрого

преобразования Фурье (БПФ). Для борьбы с краевыми эффектами при такого рода фильтрации используется схема расчета с перекрытиями [2], и размер окна обработки рекомендуется брать больше размера апертуры искажения на величину перекрытия, часто используется перекрытие на половину окна.

Когерентная дальнемагистральная связь начиная со 100G реализуется исключительно в сверхбольших интегральных схемах (СБИС), это связано со сложностью реализации высокоскоростных аналоговых блоков, а также с огромным количеством вычислений при цифровой обработке сигналов и помехоустойчивом кодировании/декодировании. Параллельность внутри микросхемы может достигать величин порядка 100 отсчетов, т.е. порядка 1000 бит. В таких условиях экономия на арифметических операциях играет решающую роль, и даже высокоэффективные алгоритмы, такие как БПФ, оказываются недостаточно оптимальными.

В литературе давно были предложены алгоритмы гибридной частотно-временной фильтрации [3]. Суть заключается в том, чтобы компенсировать искажения большой временной апертуры с использованием короткого окна преобразования Фурье, однако с дополнительным взвешиванием спектров нескольких блоков обработки. Алгоритм в чистом виде обладает также высокой сложностью аппаратной реализации, однако имеется возможность упрощения для специальных типов искажения.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Эффект ХД представляет собой всепропускающее линейное искажение с квадратичной фазовой характеристикой. Наиболее простая интерпретация эффекта проистекает из физики явления, хроматическая дисперсия заставляет одни частоты в среде лететь с меньшей скоростью нежели другие [4]. На практике, для дальнемагистральных линий используются для телекоммуникации волокна с, так называемой, аномальной дисперсией. При нормальной дисперсии более низкие частоты имеют более высокую скорость распространения, для волокон с аномальной дисперсией – наоборот. Так как в полосе частот порядка 100ГГц апертура линейного искажения для дальнемагистральных линий связи составляет несколько тысяч отсчетов (рис.1), наибольшую популярность получила фильтрация в частотной области. Классическая схема фильтрации с использованием БПФ с перекрытием (overlap-save) изображена на рисунке 2.

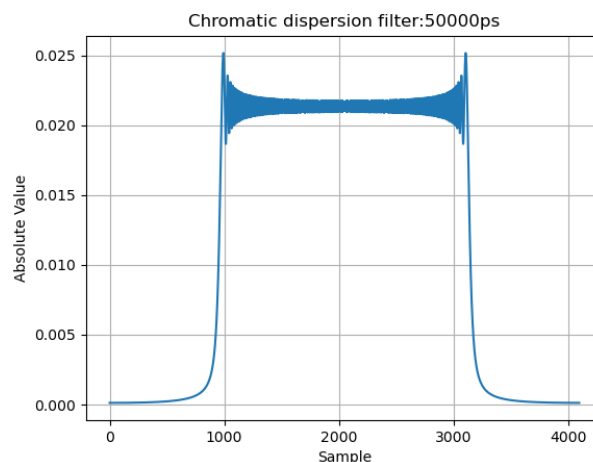


Рис. 1. Временная апертура фильтра хроматической дисперсии

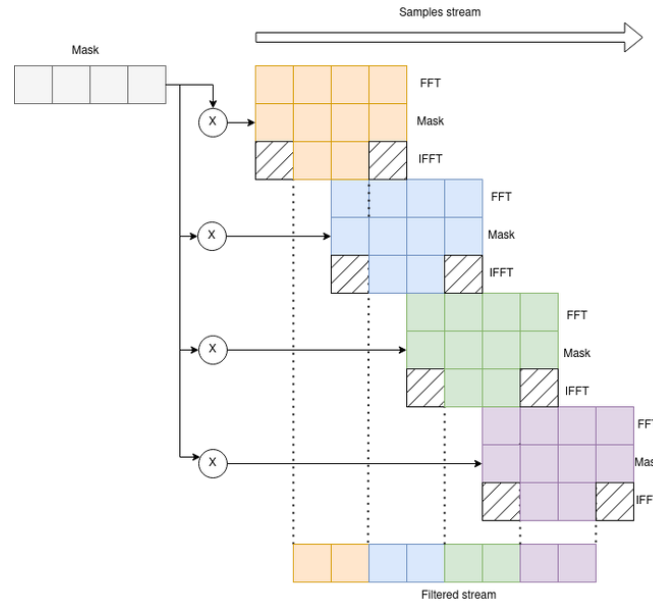


Рис. 2. Демонстрация принципа фильтрации БПФ с перекрытием

Классическая схема кажется крайне экономичной, однако, если принять во внимание высокую скорость оцифровки и текущие технологические ограничения микроэлектроники (скорости обработки не более нескольких гигагерц), мы приходим к неутешительному выводу. Мы не можем сильно сократить машинные ресурсы на вычисление БПФ, так как параллелизм в системе порядка 100. Иначе говоря, за один клок к нам поступает 100 новых отсчетов, которые мы должны сразу обработать. Этот факт приводит нас также к другому требованию, использованию конвейеризации (pipeline). В микроэлектронике принято считать сложность алгоритма, с точки зрения энергопотребления, в количестве и с использованием разрядности умножителей и сумматоров. Для простоты будем принимать во внимание только умножители, так как они являются основными потребителями энергии и число сумматоров в БПФ пропорционально в любом случае. Сложность БПФ можно грубо представить как

$$Complexity_{classic} \sim \frac{N}{K} \log_2 N, \quad (1)$$

Где N – основание БПФ, K – фактор параллелизма. Такой подход является крайне требовательным к ресурсам, и нуждается в дальнейшем упрощении.

3. АЛГОРИТМ КОМПЕНСАЦИИ

Довольно давно известны подходы, использующие свойства частотно-временной двойственности, например, фильтрацию в частотной области можно представить как скользящее взвешивание спектрограммы с размером окна сильно меньше апертуры фильтра [5]. Данные подходы обладают большим числом ограничений, однако, способны обеспечить существенное упрощение аппаратной реализации, если мы готовы работать с некоторым штрафом по эффективности.

Суть подхода заключается в том, что мы представляем фильтр во временной области в виде совокупности фильтров меньшей длины, каждый из которых работает на своем временном интервале (рис. 3). Проводя БПФ над каждым таким участком, мы получаем спектральные веса составного фильтра.

$$C(m, n) = FFT(h(n \cdot N : n \cdot N + N))(m), \quad (2)$$

где $C(m, n)$ – m -ый коэффициент маски фильтра на n -ом временном интервале, h – фильтр во временной области.

Базовый подход, к сожалению, не учитывает особенности функционирования телекоммуникационной линии, а именно, нестабильности лазера, поляризационно-модовую дисперсию, нестабильность частоты тактирования приемника и передатчика. Также важным аспектом является удаление краевых эффектов, так как фильтрация в частотной области путем умножения на маску является аналогом циклической свертки во временной области. Для решения этой проблемы самым надежным способом является использование оконного перекрытия. Однако это влечет за собой проблему отсутствия консервативности получившейся фильтрации, при суммировании отфильтрованных участков у нас возникнет энергетический дисбаланс на местах перекрытия, что не соответствует природе всепропускающего фильтра хроматической дисперсии. Существует простое и надежное решение этой проблемы, применить окно на участки фильтра h , участвующие в формировании матрицы весов $C(m, n)$. Это окно должно гарантировать равномерную во времени суммарную амплитуду восстановленного сигнала (именно амплитуду, а не мощность), для примера можно использовать популярное в связи окно приподнятого косинуса (rise-cosine – RC). Результирующая формула для расчета коэффициентов и отфильтрованного выхода представима в виде (3):

$$C(m, n) = FFT(h_{RC} \odot h(n \cdot N_r : n \cdot N_r + dN))(m),$$

$$y(k + n_0 \cdot N_r) = IFFT\left(\sum_{n \in (n_0 - dn : n_0 + dn)} FFT(x(n \cdot N_r : n \cdot N_r + dN))(m) \odot C(m, n)\right)(k) \quad (3)$$

где \odot – поэлементное умножение, y – выходные отсчеты сигнала во временной области, h_{RC} – окно фильтра приподнятого косинуса, N_r – редуцированный размер окна БПФ, dn – половина блочного размера матричного фильтра.

Получившийся алгоритм матричной фильтрации не обладает сильно меньшей сложностью аппаратной реализации по сравнению с классическим подходом (1) несмотря на то, что приходится делать БПФ меньшего размера, т.к. у нас появляется множество промежуточных умножений на весовые коэффициенты (4). Подход является эффективным лишь для больших размеров исходного Фурье.

$$Complexity_{mat} \sim \frac{N_r}{K} \log_2 N_r + 2 \frac{N_r}{K} \cdot dn, \quad (4)$$

Можно проанализировать состав весовой матрицы $C(m, n)$ для различных физических параметров. В данной работе в качестве опорных значений рассматриваются сигналы на длине волны 1550 нм, в полосе частот 74 ГГц, значения дисперсии вплоть до 50000 пс/нм, что соответствует приблизительно 3000 км стандартного одномодового волокна.

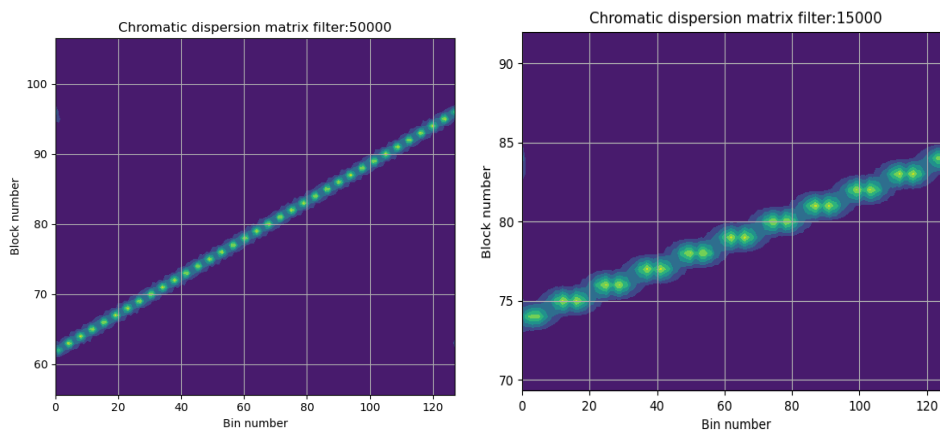


Рис.3. Весовые матрицы для различных значений хроматической дисперсии

На рис.3. можно видеть, что лишь часть матрицы, сосредоточенная около диагонали, является заполненной. Этот факт на самом деле следует из определения хроматической дисперсии, в частотной области фильтр искажения представляется как $H(\omega) = e^{jd\omega^2}$, где d – нормировочный коэффициент, или приведенное значение дисперсии, ω – нормированная циклическая частота. Из теории фильтрации известно, что групповая задержка вычисляется как производная фазы фильтра по частоте, в

$$z = \frac{d\phi}{d\omega} = 2d\omega$$

данном случае . Групповая задержка описывает временную задержку гармоник при прохождении через фильтр, т.е. в нашем случае мы видим, что гармоники имеют линейную задержку по времени в зависимости от частоты. Задержка вычисляется аналитически на основании параметров канала, потому мы можем относительно легко рассчитать весовую матрицу, и взять оттуда только значимые ячейки. Таким образом, беря для каждой частоты отсчеты с нескольких временных реализаций (блоков) и взвешивая с рассчитанными весами, мы получаем облегченный вариант алгоритма. Сложность такого подхода выражается в виде

$$Complexity_{red} \sim \frac{N_r}{K} \log_2 N_r + 2 \frac{N_r}{K} \cdot mem, \quad (5)$$

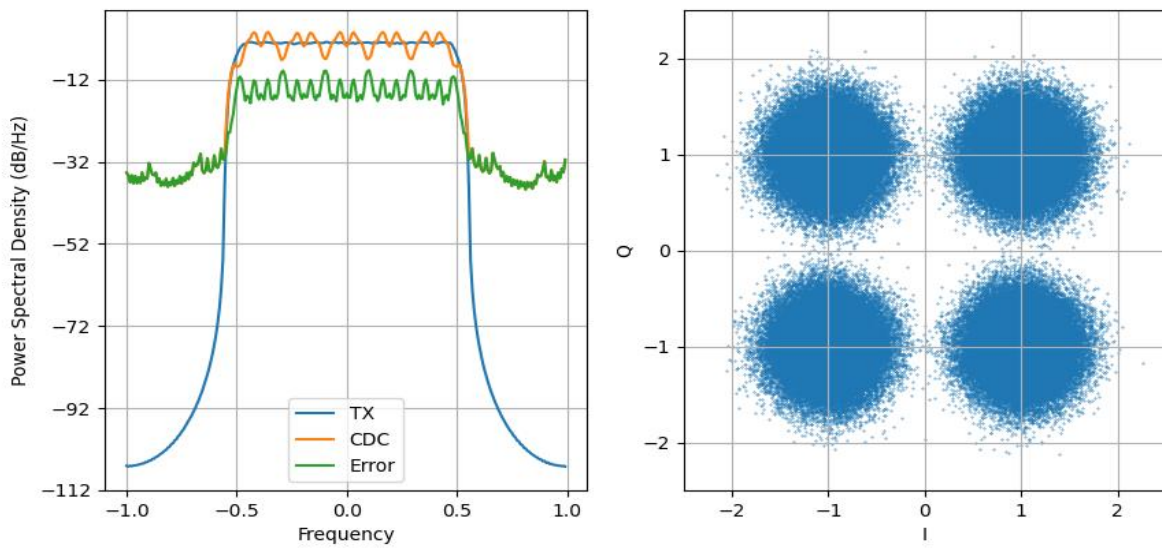
где mem – число временных реализаций, взятых для каждого частотного отсчета, рассматривается число от 1 до 3.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ СИМУЛЯЦИИ

В качестве проверки алгоритма была написана симуляционная платформа, осуществляющая генерацию QPSK сигнала, передискретизацию в 2 раза, добавление искажения ХД. Полоса частот сигнала до передискретизации 74ГГц. В качестве обработки применялся разработанный алгоритм и адаптивный линейный эквалайзер для устранения остаточных компенсируемых искажений и подавления внеполосных шумов. В качестве метрики качества использовалась нормализованная среднеквадратичная ошибка (normalized mean squared error – NMSE), сравнение спектров мощности сигнала и ошибки, восстановленное созвездие. Для работы большинства дальнемагистральных линий от каждого алгоритма в тракте приема требуется точность не хуже NMSE=-20дБ. В качестве базы Фурье использовался N=128 с двойным перекрытием.

Базовый подход с памятью 1 не продемонстрировал удовлетворительного результата при работе с ХД 15000пс/нм (рис.4 верх), точность восстановления хуже -11дБ, на спектре ошибки и восстановленного сигнала видны сильные периодические выбросы. Однако, уже с использованием памяти 2 мы достигаем точности -20.6дБ (рис.4 низ). При дальнейшем увеличении к целевым параметрам мы наблюдаем падение точности даже для памяти 2, на 50000пс/нм удается достичь лишь -15.6дБ (рис.5 верх). При этом алгоритм охватывает достаточно много блоков во времени, потому мы не видим на спектре ошибки ярко выраженных выбросов, скорее высокий равномерный шумовой фон. Переход к памяти 3 позволяет достичь -25дБ (рис.5 низ), что с запасом закрывает все нужды. Стоит отметить, что можно с использованием окна фильтра 256 с двойным перекрытием с памятью 2 достичь точности -26.5дБ (рис.6). Выбор базы Фурье сильно зависит не только от результатов конкретного алгоритма, а и от особенностей аппаратной реализации.

Dispersion: 15000, Memory: 1, NMSE:-10.87dB



Dispersion: 15000, Memory: 2, NMSE:-20.61dB

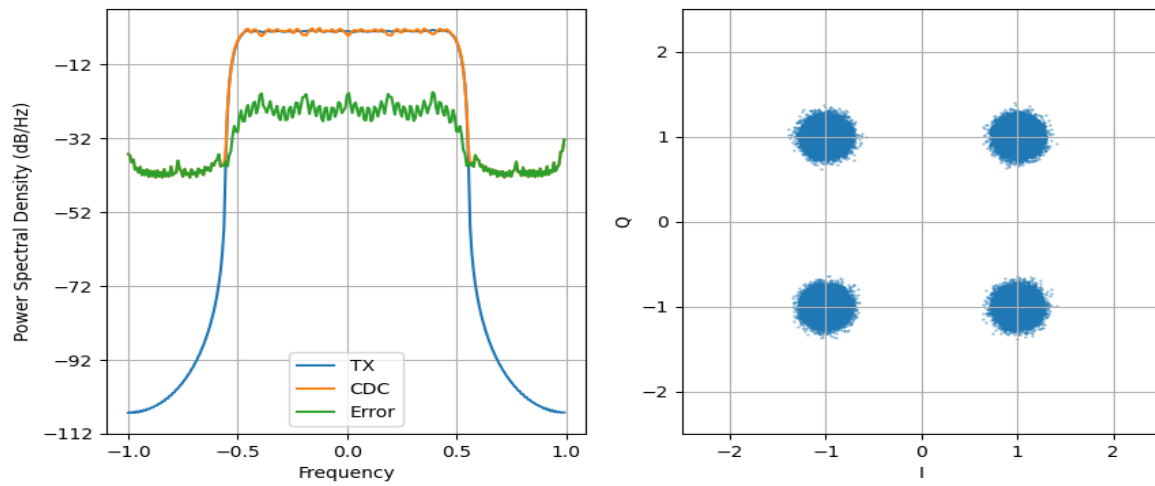
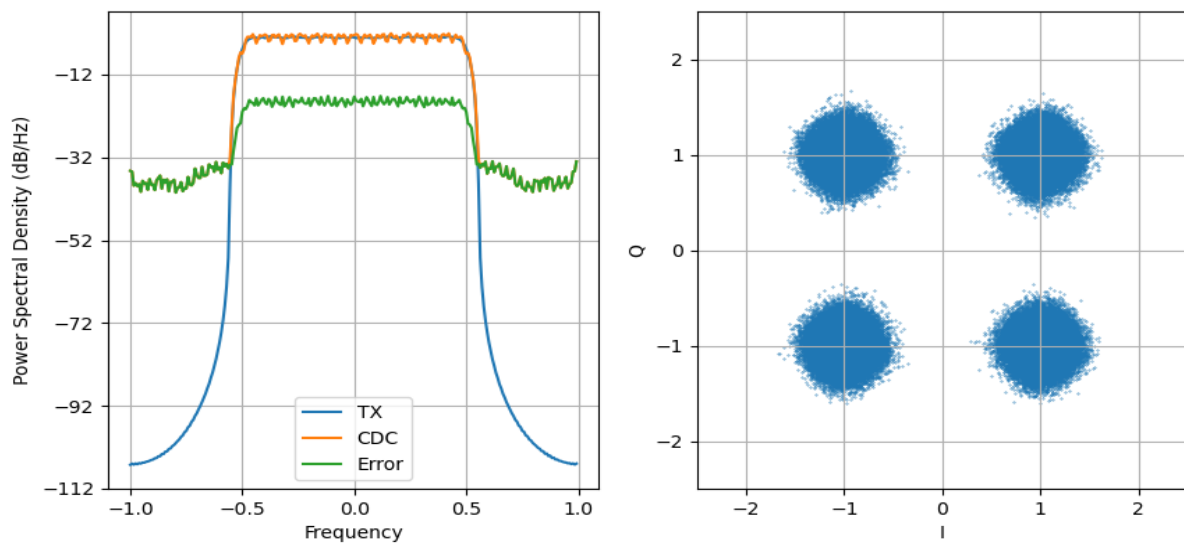


Рис.4. Результаты моделирования для ХД 15000пс/нм

Dispersion: 50000, Memory: 2, NMSE:-15.58dB



Dispersion: 50000, Memory: 3, NMSE:-25.04dB

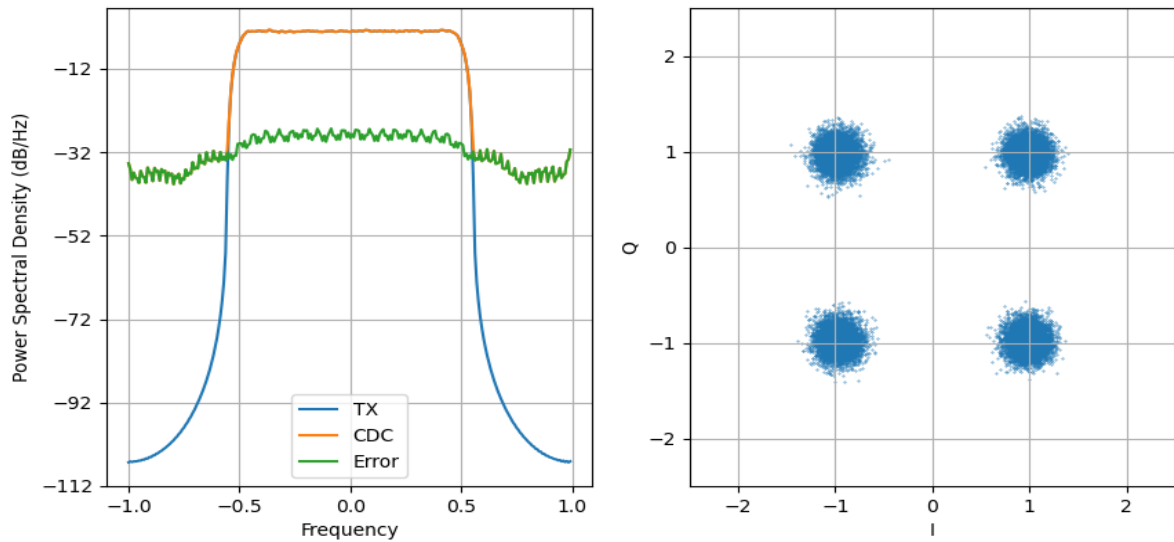


Рис.5. Результаты моделирования для ХД 50000пс/нм

Dispersion: 50000, Memory: 2, NMSE:-26.48dB

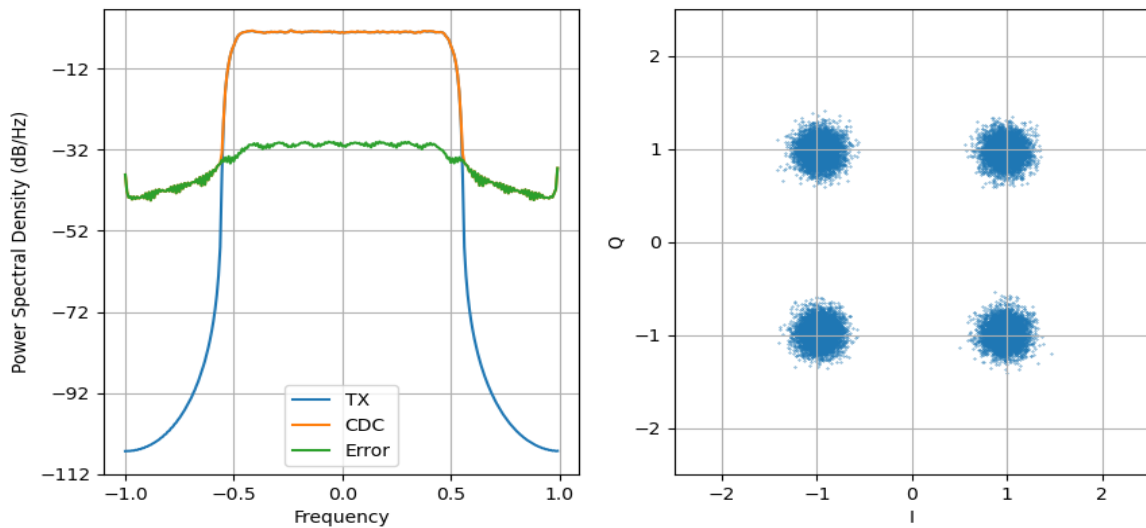


Рис.6. Результаты моделирования для ХД 50000пс/нм, окно Фурье 256

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Был предложен алгоритм упрощенного матричного фильтра в частотной области на базе известного гибридного частотно-временного подхода к цифровой фильтрации для компенсации эффекта ХД в дальнемагистральных линиях оптоволоконной связи. Было показано, что для достижения удовлетворительного результата по ошибке алгоритма необходимо использовать более одного временного блока на спектральный отсчет (память). Симуляционные результаты показали, что можно достичь эффективной компенсации ХД 50000пс/нм для сигнала полосой 74ГГц, что соответствует длине канала в 3000км.

ЛИТЕРАТУРА

1. Lyons, Richard. (2001). Understanding Digital Signal Processing's Frequency Domain. RF Design Magazine.

2. Harris, F.J. (1987). D.F.Elliot (ed.). Handbook of Digital Signal Processing. San Diego: Academic Press. pp. 633–699. ISBN 0122370759.
3. B. Boashash, editor, "Time-Frequency Signal Analysis and Processing – A Comprehensive Reference", Elsevier Science, Oxford, 2003; ISBN 0-08-044335-4
4. Agrawal, Govind. (2012). Fiber-Optic Communication Systems: Fourth Edition. 10.1002/9780470918524.
5. Ajangnay, M. O., Dunnigan, M. W., & Williams, B. W. (2004). Hybrid Partitioned Frequency/Time domain adaptive filtering algorithm for shaker control. In Proceedings of the IASTED International Conference on Circuits, Signals, and Systems (pp. 29-34)

REFERENCES

1. Lyons, Richard. (2001). Understanding Digital Signal Processing's Frequency Domain. RF Design Magazine.
2. Harris, F.J. (1987). D.F.Elliot (ed.). Handbook of Digital Signal Processing. San Diego: Academic Press. pp. 633–699. ISBN 0122370759.
3. B. Boashash, editor, "Time-Frequency Signal Analysis and Processing – A Comprehensive Reference", Elsevier Science, Oxford, 2003; ISBN 0-08-044335-4
4. Agrawal, Govind. (2012). Fiber-Optic Communication Systems: Fourth Edition. 10.1002/9780470918524.
5. Ajangnay, M. O., Dunnigan, M. W., & Williams, B. W. (2004). Hybrid Partitioned Frequency/Time domain adaptive filtering algorithm for shaker control. In Proceedings of the IASTED International Conference on Circuits, Signals, and Systems (pp. 29-34)

ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАЗИПРАВДОПОДОБНОЙ ОЦЕНКИ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ЛЧМ КВАЗИРАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНЫМИ АМПЛИТУДОЙ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ

Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов, М. А. Ханина

ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет», Воронеж, Россия

Аннотация. Выполнены синтез и анализ квазиправдоподобного алгоритма оценки длительности квазирадиосигнала с линейной частотной модуляцией и неизвестными амплитудой, начальной фазой и девиацией частоты. Предполагалось, что амплитуда, начальная фаза и крутизна ЛЧМ являются неинформативными параметрами. Квазиправдоподобная оценка длительности была синтезирована для некоторых ожидаемых значений неизвестных параметров. Найденены её асимптотически точные характеристики, справедливые при больших отношениях сигнал/шум. Если ожидаемые начальная фаза и девиация частоты равны истинным значениям, то квазиправдоподобная оценка длительности совпадает с оценкой максимального правдоподобия квазирадиосигнала с априори известными параметрами.

Ключевые слова: оценка длительности, начальная фаза, девиация частоты, ожидаемые значения параметров, квазиправдоподобная оценка, решающая статистика.

CHARACTERISTICS OF AN ESTIMATE OF THE QUASIRADIO SIGNAL DURATION WITH UNKNOWN AMPLITUDE AND INITIAL PHASE

Yu. E. Korchagin, K. D. Titov, M. A. Hanina

Voronezh State University, Voronezh, Russia

Abstract. A quasilielihood algorithm for estimating the duration of a quasi-radio signal with linear frequency modulation and unknown amplitude, initial phase and frequency deviation has been synthesized and analyzed. It was assumed that the amplitude, initial phase and chirp rate are uninformative parameters. A quasilielihood duration estimate has been synthesized for some expected values of unknown parameters. Its asymptotically accurate characteristics are found, which are valid for large signal-to-noise ratios. If the expected initial phase and chirp rate are equal to the true values, then the quasilielihood duration estimate coincides with the maximum likelihood estimate of a quasi-radio signal with a priori known parameters.

Keywords: duration estimation, initial phase, chirp rate, expected parameter values, quasi-plausible estimation, decisive statistics.

1. ВВЕДЕНИЕ

Задача оценки длительности сигнала, наблюдаемого на фоне шума, актуальна для многих практических приложений теории связи, локации, навигации, управления [1-5]. Как правило в условиях параметрической неопределённости для синтеза алгоритмов оценки параметров сигнала используют метод максимального правдоподобия [1,6,7]. Для анализа синтезированных алгоритмов обычно применяют метод малого параметра [7], если решающая статистика дифференцируема достаточное количество раз, либо метод локально-марковской аппроксимации, если решающая статистика является недифференцируемой [1]. Ранее исследованы алгоритмы оценки длительности видеопульса [1-3], радиосигнала [4,5], а также квазирадиосигнала [8] с неизвестными

начальной фазой и амплитудой. Однако зачастую при акустическом и радиозондировании широко используются сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) [6,9,10]. В частности, такие сигналы применяют при зондировании поверхности земли с космических аппаратов с помощью радиолокаторов с синтезированной апертурой. Вместе с тем существующие алгоритмы оптимальной обработки не учитывают известные свойства широкополосности ЛЧМ сигналов, а именно в выражениях для решающей статистики и её характеристик пренебрегают интегралами от функций, осциллирующих с удвоенной частотой. Следовательно, алгоритмы обработки, синтезированные без учёта широкополосных или даже сверхширокополосных свойств сигнала, не являются строго говоря оптимальными. Поэтому целесообразно на основе модели квазирадиосигнала (КРС) [8] исследовать алгоритмы оценки длительности ЛЧМ КРС. В данной работе выполнен синтез и анализ квазиравдоподобного алгоритма оценки длительности ЛЧМ КРС с произвольной формой огибающей, неизвестными параметрами.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Пусть на интервале времени $[0, T]$ доступна наблюдению реализация

$$\xi(t) = s(t, \tau_0, a_0, \varphi_0, \zeta_0) + n(t) \quad (1)$$

аддитивной смеси полезного ЛЧМ КРС

$$s(t, \tau_0, a_0, \varphi_0, \zeta_0) = \begin{cases} a_0 f(t) \cos(\omega t + \zeta_0 t^2 / 2 - \varphi_0), & 0 \leq t \leq \tau_0, \\ 0, & t < 0, t > \tau_0 \end{cases} \quad (2)$$

и гауссовского белого шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0 . Здесь a_0, φ_0, τ_0 — неизвестные амплитуда, начальная фаза и длительность, $f(t)$ — функция, описывающая форму огибающей радиосигнала. Выражение (2) является обобщением модели КРС [8,11], где в аргумент косинуса введено характерное для ЛЧМ сигналов слагаемое $\zeta_0 t^2 / 2$. Величина ζ_0 характеризует скорость линейного изменения частоты сигнала и численно равна девиации циклической частоты за время длительности сигнала $\zeta_0 = (\omega_{\max} - \omega_{\min}) / \tau_0$, где $\omega_{\min} = \omega$, $\omega_{\max} = \omega + \zeta_0 \tau_0$. Для ζ_0 в литературе употребляют термины: параметр ЛЧМ, скорость роста частоты, девиация частоты, chirp rate. Будем считать, что параметр ζ_0 неизвестен на приёмной стороне, а также длительность сигнала τ_0 принимает значения из априорного интервала

$$\tau_0 \in [T_1, T_2]. \quad (3)$$

Располагая наблюдаемой реализацией $\xi(t)$ необходимо сформировать оценку длительности τ_0 полезного сигнала (2).

3. КВАЗИПРАВДОПОДОБНЫЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ДЛИТЕЛЬНОСТИ

Для синтеза алгоритма оценки длительности воспользуемся методом максимального правдоподобия (МП) [6,7]. Если неизвестны длительность, амплитуда, начальная фаза и девиация частоты, логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОР) зависит от четырёх параметров [1,6]

$$L(\tau, a, \varphi, \zeta) = \frac{2}{N_0} \int_0^T [\xi(t) - s(t, \tau, a, \varphi, \zeta) / 2] s(t, \tau, a, \varphi, \zeta) dt. \quad (4)$$

Следовательно, имеется априорная параметрическая неопределённость относительно амплитуды, начальной фазы и параметра ЛЧМ. Одним из способов преодоления этой неопределённости является применение квазиравдоподобного (КП) алгоритма оценки. Вместо неизвестных параметров в выражении (4) используем некоторые их ожидаемые значения a^*, φ^*, ζ^* . Тогда КП измеритель длительности должен формировать логарифм ФОП (4) для ожидаемых величин a^*, φ^*, ζ^* и всех возможных значений длительности (3)

$$L^*(\tau) = L(\tau, a^*, \varphi^*, \zeta^*) = \frac{2}{N_0} \int_0^T \left[\xi(t) - s(t, \tau, a^*, \varphi^*, \zeta^*)/2 \right] s(t, \tau, a^*, \varphi^*, \zeta^*) dt \quad (5)$$

и находить КП оценку длительности как положение абсолютного (наибольшего) максимума решающей статистики (5)

$$\tau_q = \arg \sup L^*(\tau). \quad (6)$$

Подставляя сигнал (2) в выражение (5), перепишем решающую статистику в виде

$$L^*(\tau) = \frac{2a^*}{N_0} \int_0^\tau \left[\xi(t) - a^* f(t) \cos(\omega t + \zeta^* t^2/2 - \varphi^*)/2 \right] f(t) \cos(\omega t + \zeta^* t^2/2 - \varphi^*) dt. \quad (7)$$

Выражения (6), (7) определяют структуру приёмного устройства. Его блок-схема изображена на рис.1, где блок И — интегратор, работающий на интервале времени $[0, t]$, $t \in [T_1, T_2]$, блок Э — решающее устройство (экстрематор), осуществляющее поиск положения максимума входного сигнала на интервале времени $[T_1, T_2]$.

Выполним анализ КП алгоритма оценки длительности. Для этого аналогично [8] представим логарифм ФОП (5) в виде

$$L_q(\tau) = a^* \left(X(\tau, \zeta^*) \cos \varphi^* + Y(\tau, \zeta^*) \sin \varphi^* \right) - a^{*2} \left[Q_c(\tau, 0) + P_c(\tau, \zeta^*) \cos 2\varphi^* + P_s(\tau, \zeta^*) \sin 2\varphi^* \right] / 2, \quad (6)$$

где обозначено

$$X(\tau, \zeta) = \frac{2}{N_0} \int_0^\tau \xi(t) f(t) \cos(\omega t + \zeta t^2/2) dt, \quad Y(\tau, \zeta) = \frac{2}{N_0} \int_0^\tau \xi(t) f(t) \sin(\omega t + \zeta t^2/2) dt,$$

$$Q_c(\tau, \zeta) = \frac{1}{N_0} \int_0^\tau f^2(t) \cos(\zeta t^2) dt, \quad Q_s(\tau, \zeta) = \frac{1}{N_0} \int_0^\tau f^2(t) \sin(\zeta t^2) dt,$$

$$P_c(\tau, \zeta) = \frac{1}{N_0} \int_0^\tau f^2(t) \cos(2\omega t + \zeta t^2) dt, \quad P_s(\tau, \zeta) = \frac{1}{N_0} \int_0^\tau f^2(t) \sin(2\omega t + \zeta t^2) dt.$$

Согласно (6) случайный процесс $L_q(\tau)$ является гауссовским. Поэтому для его полного статистического описания достаточно найти математическое ожидание и корреляционную функцию. Выполняя усреднение, находим математическое ожидание

$$S_q(\tau) = \langle L_q(\tau) \rangle = a^* a_0 \left\{ Q_c(\min(\tau, \tau_0), \Delta\zeta) \cos(\Delta\varphi) + Q_s(\min(\tau, \tau_0), \Delta\zeta) \sin(\Delta\varphi) + P_c(\min(\tau, \tau_0), (\zeta^* + \zeta_0)/2) \cos(\varphi^* + \varphi_0) + P_s(\min(\tau, \tau_0), (\zeta^* + \zeta_0)/2) \sin(\varphi^* + \varphi_0) \right\} - \frac{a^{*2}}{2} \left[Q(\tau, 0) + P_c(\tau, \zeta^*) \cos(2\varphi^*) + P_s(\tau, \zeta^*) \sin(2\varphi^*) \right]. \quad (7)$$

и корреляционную функцию

$$K_q(\tau_1, \tau_2) = \left\langle \left[L_q(\tau_1) - \langle L_q(\tau_1) \rangle \right] \left[L_q(\tau_2) - \langle L_q(\tau_2) \rangle \right] \right\rangle = a^{*2} \left[Q_c(\min(\tau_1, \tau_2), 0) + P_c(\min(\tau_1, \tau_2), \zeta^*) \cos 2\varphi^* + P_s(\min(\tau_1, \tau_2), \zeta^*) \sin 2\varphi^* \right], \quad (8)$$

где $\Delta\zeta = \zeta^* - \zeta_0$, $\Delta\varphi = \varphi^* - \varphi_0$.

Далее будем полагать, что выходное отношение сигнал-шум (ОСШ) для принятого сигнала достаточно велико. Как известно, [1,6,7] с увеличением ОСШ КП оценка длительности (6) сходится в среднеквадратическом к положению максимума математического ожидания $\tau_s = \arg \sup S_q(\tau)$. Если положение максимума τ_s математического ожидания $S_q(\tau)$ совпадает с истинным значением длительности $\tau_s = \tau_0$, то КП оценка (6) является состоятельной [7], что соответствует случаю априори известных неинформативных параметров $a^* = a_0$, $\varphi^* = \varphi_0$, $\zeta^* = \zeta_0$. К сожалению, наличие расстройек между ожидаемыми величинами и их истинными значениями может привести к несостоятельности оценки длительности. Поскольку в точке $\tau = \tau_0$ производная функции (7) не существует, КП оценка (5) является состоятельной, если производная функции (7) положительна для всех $\tau \in [T_1, \tau_0)$ и отрицательна для $\tau \in (\tau_0, T_2]$:

$$S'_q(\tau) = a^* a_0 \left\{ Q'_c(\tau, \Delta\zeta) \cos(\Delta\varphi) + Q'_s(\tau, \Delta\zeta) \sin(\Delta\varphi) + P'_c\left(\tau, \left(\zeta^* + \zeta_0\right)/2\right) \cos(\varphi^* + \varphi_0) + P'_s\left(\tau, \left(\zeta^* + \zeta_0\right)/2\right) \sin(\varphi^* + \varphi_0) \right\} - \frac{a^{*2}}{2} \left[Q'(\tau, 0) + P'_c(\tau, \zeta^*) \cos(2\varphi^*) + P'_s(\tau, \zeta^*) \sin(2\varphi^*) \right] > 0, \quad \tau \in [T_1, \tau_0),$$

$$S'_q(\tau) = -\frac{a^{*2}}{2} \left[Q'(\tau, 0) + P'_c(\tau, \zeta^*) \cos(2\varphi^*) + P'_s(\tau, \zeta^*) \sin(2\varphi^*) \right] < 0, \quad \tau \in (\tau_0, T_2].$$

Ограничимся далее рассмотрением таких сочетаний ожидаемых и истинных значений амплитуды и начальной фазы и девиации частоты, при которых $\tau_s = \tau_0$ и КП оценка (5) является состоятельной. Исследуем решающую статистику (6) в окрестности истинного значения длительности τ_0 . Разложив выражения (7) и (8) в ряды Тейлора по τ в окрестности τ_0 , получим асимптотические выражения для математического ожидания

$$S_q(\tau) \approx \alpha + (\tau - \tau_0) \begin{cases} \beta_1, & \tau \leq \tau_0, \\ -\beta_2, & \tau > \tau_0, \end{cases} \quad (9)$$

и корреляционной функции

$$K_q(\tau_1, \tau_2) \approx \lambda + 2\beta_2 \min(\tau_1 - \tau_0, \tau_2 - \tau_0), \quad (10)$$

где

$$\alpha = a^* a_0 \left\{ Q_c(\tau_0, \Delta\zeta) \cos(\Delta\varphi) + Q_s(\tau_0, \Delta\zeta) \sin(\Delta\varphi) + P_c\left(\tau_0, \left(\zeta^* + \zeta_0\right)/2\right) \cos(\varphi^* + \varphi_0) + P_s\left(\tau_0, \left(\zeta^* + \zeta_0\right)/2\right) \sin(\varphi^* + \varphi_0) \right\} - \frac{\lambda}{2},$$

$$\begin{aligned}\beta_1 &= \left[2a_0 \cos\left(\omega\tau_0 + \zeta_0\tau_0^2/2 - \varphi_0\right) - a^* \cos\left(\omega\tau_0 + \zeta^*\tau_0^2/2 - \varphi^*\right) \right] \times \\ &\quad \times a^* \rho_0^2 \cos\left(\omega\tau_0 + \zeta^*\tau_0^2/2 - \varphi^*\right) / T_2, \\ \beta_2 &= a^{*2} \rho_0^2 \cos^2\left(\omega\tau_0 + \zeta^*\tau_0^2/2 - \varphi^*\right) / T_2, \\ \rho_0^2 &= f^2(\tau_0) T_2 / N_0, \quad \lambda = a^{*2} \left(Q(\tau_0, 0) + P_c(\tau_0, \zeta^*) \cos 2\varphi^* + P_s(\tau_0, \zeta^*) \sin 2\varphi^* \right).\end{aligned}$$

Будем аппроксимировать логарифм ФОП (6) гауссовским случайным процессом с математическим ожиданием (9) и корреляционной функцией (10) на всём априорном интервале возможных значений длительности. Используя (9), (10), а также теорему Дуба [16] можно показать, что решающая статистика (6) является асимптотически гауссовским марковским процессом с коэффициентами сноса и диффузии [11]

$$k_1 = \begin{cases} \beta_1, & T_1 \leq \tau \leq \tau_0, \\ -\beta_2, & \tau_0 < \tau \leq T_2, \end{cases} \quad k_2 = 2\beta_2.$$

Применяя аналогично [8] метод марковской локально-марковской аппроксимации, получаем приближённое выражения для плотности вероятности КП оценки длительности (6) в виде

$$W(T) = \begin{cases} d_1^2 \Psi\left(d_1^2(\tau_0 - T), z_1^2, z_2^2, 1/R\right), & T \leq \tau_0, \\ d_2^2 \Psi\left(d_2^2(T - \tau_0), z_2^2, z_1^2, R\right), & T > \tau_0, \end{cases} \quad (11)$$

где обозначено $d_1^2 = R^2\beta_2$, $d_2^2 = \beta_2$, $R = \beta_1/\beta_2$, $z_1^2 = d_1^2(\tau_0 - T_1)$, $z_2^2 = d_2^2(T_2 - \tau_0)$,

$$\begin{aligned}\Psi(l, l_1, l_2, l_3) &= \frac{1}{2\sqrt{\pi}l^{3/2}} \left\{ \frac{\exp[-(l_1 - l)/4]}{\sqrt{\pi}[l_1 - l]} + \Phi\left(\sqrt{\frac{l_1 - l}{2}}\right) \right\} \times \\ &\times \int_0^\infty x \exp\left\{-\frac{(x+l)^2}{4l}\right\} \left[\Phi\left(\frac{l_2 + l_3x}{\sqrt{2l_2}}\right) - \exp(-l_3x) \Phi\left(\frac{l_2 - l_3x}{\sqrt{2l_2}}\right) \right] dx, \end{aligned} \quad (12)$$

$\Phi(x) = \int_{-\infty}^x \exp(-t^2/2) dt / \sqrt{2\pi}$ — интеграл вероятности.

Найдём предельное выражение для плотности вероятности (11) при $z_i \rightarrow \infty$, $i = 1, 2$. Введём в рассмотрение случайную величину

$$\mu_q = \begin{cases} d_1^2(\tau_q - \tau_0), & \tau_q \leq \tau_0, \\ d_2^2(\tau_q - \tau_0), & \tau_q > \tau_0, \end{cases}$$

плотность вероятности которой имеет вид

$$W(\mu) = \begin{cases} \Psi(-\mu, z_1^2, z_2^2, 1/R), & \mu \leq 0, \\ \Psi(\mu, z_2^2, z_1^2, R), & \mu > 0. \end{cases}$$

При $z_i \rightarrow \infty$, $i = 1, 2$, второй и третий аргументы функции (12) стремятся к бесконечности, а сама функция приобретает вид [12]

$$W_0(x) = \Psi(x, \infty, \infty, 1) = 1 - \Phi\left\{\sqrt{|x|/2}\right\} + 3 \exp\{2|x|\} \left[1 - \Phi\left\{3\sqrt{|x|/2}\right\} \right]. \quad (13)$$

Используя плотность вероятности (13), получим асимптотические выражения для смещения и рассеяния КП оценки длительности τ_q СШП КРС

$$B(\tau_q|\tau_0) = T_2 \frac{R^2 - 1}{z_r^2 f^2(\tau_0) \Delta_a^2 R^2 \cos^2(\omega\tau_0 + \zeta^* \tau_0^2/2 - \varphi^*)}, \quad (14)$$

$$V(\tau_q|\tau_0) = 2T_2^2 \frac{R^5(2R^2 + 6R + 5) + (5R^2 + 6R + 2)}{z_r^4 f^4(\tau_0) \Delta_a^4 R^4 (R+1)^3 \cos^4(\omega\tau_0 + \zeta^* \tau_0^2/2 - \varphi^*)}, \quad (15)$$

где

$$R = \frac{2 \cos(\omega\tau_0 + \zeta_0 \tau_0^2/2 - \varphi_0)}{\Delta_a \cos(\omega\tau_0 + \zeta^* \tau_0^2/2 - \varphi^*)} - 1, \quad (16)$$

$\Delta_a = a^*/a_0$ — величина, характеризующая отклонение (расстройку) ожидаемой амплитуды СШП КРС относительно её истинного значения,

$$z_r^2 = a_0^2 T_2 / N_0 \quad (17)$$

— ОСШ на выходе приёмника МП для сигнала прямоугольной формы с амплитудой a_0 и длительностью T_2 . Введём аналогично [8] величину $\kappa = \omega\tau_0/2\pi$, характеризующую степень узкополосности СШП КРС и равную количеству периодов гармонического колебания в (1), укладывающихся на интервале времени, равном длительности сигнала τ_0 . Мгновенная частота ЛЧМ сигнала (2) меняется по линейному закону $\omega(t) = \omega + \zeta_0 t$. Обозначим $\chi_0 = \omega_{\max}/\omega_{\min} = 1 + \zeta_0 \tau_0/\omega$ — относительная девиация частоты. Она показывает во сколько раз изменилась мгновенная частота в течение длительности импульса τ_0 . Следовательно $\omega\tau_0 + \zeta_0 \tau_0^2/2 = \omega\tau_0(1 + \zeta_0 \tau_0/2\omega) = \pi\kappa(1 + \chi_0)$. Аналогично обозначив $\chi^* = \omega_{\max}/\omega_{\min} = 1 + \zeta^* \tau_0/\omega$, имеем $\omega\tau_0 + \zeta^* \tau_0^2/2 = \pi\kappa(1 + \chi^*)$. Тогда выражения (14) – (17) можно переписать в виде

$$B(\tau_q|\tau_0) = T_2 \frac{R^2 - 1}{z_r^2 f^2(\tau_0) \Delta_a^2 R^2 \cos^2(\pi\kappa(1 + \chi^*) - \varphi^*)}, \quad (18)$$

$$V(\tau_q|\tau_0) = 2T_2^2 \frac{R^5(2R^2 + 6R + 5) + (5R^2 + 6R + 2)}{z_r^4 f^4(\tau_0) \Delta_a^4 R^4 (R+1)^3 \cos^4(\pi\kappa(1 + \chi^*) - \varphi^*)}, \quad (19)$$

$$R = \frac{2 \cos(\pi\kappa(1 + \chi_0) - \varphi_0)}{\Delta_a \cos(\pi\kappa(1 + \chi^*) - \varphi^*)} - 1. \quad (20)$$

Если девиация частоты импульса отсутствует $\zeta_0 = \zeta^* = 0$, $\chi_0 = \chi^* = 1$, то характеристики КП оценки длительности совпадают с аналогичными характеристиками, полученными в работе [8]. В случае известных амплитуды и начальной фазы и девиации частоты ЛЧМ КРС $a^* = a_0$, $\varphi^* = \varphi_0$, $\zeta^* = \zeta_0$, и КП оценка длительности (6) совпадает с оценкой МП

$$\tau_{qm} = \arg \sup L_0(\tau), \quad L_0(\tau) = L(\tau, a_0, \varphi_0, \zeta_0). \quad (21)$$

Подставляя в (18) – (20) $\Delta_a = 1$, $\varphi^* = \varphi_0$, $\chi^* = \chi_0$ находим асимптотические выражения для смещения и рассеяния МП оценки длительности τ_{qm} (21) СШП КРС

$$B(\tau_{qm}|\tau_0) = 0, \quad (22)$$

$$V(\tau_{qm}|\tau_0) = \frac{13T_2^2}{2z_r^4 f^4(\tau_0) \cos^4(\pi\kappa(1+\chi_0) - \varphi_0)}, \quad (23)$$

Если гармоническое заполнение импульса отсутствует ($\omega = 0$, $\varphi_0 = 0$), то выражение (23) совпадает с рассеянием оценки длительности квазидетерминированного сигнала формы $f(t)$, найденным в [2]

$$V_0 = \frac{13}{2} \cdot \frac{T_2^2}{z_r^4 f^4(\tau_0)}.$$

Чтобы оценить, насколько сильно незнание амплитуды, начальной фазы и девиации частоты КРС влияет на точность оценки длительности, введём в рассмотрение нормированные смещение

$$b = B(\tau_q|\tau_0) / \sqrt{V(\tau_q|\tau_0)} \quad (24)$$

и рассеяние

$$v = V(\tau_q|\tau_0) / V(\tau_{qm}|\tau_0) \quad (25)$$

КП оценки длительности. Подставляя выражения (18) – (20) и (23) в формулы (24) и (25), получим

$$b = (R^2 - 1) \sqrt{\frac{(R+1)^3}{2(R^5(2R^2+6R+5) + (5R^2+6R+2))}} \quad (26)$$

и рассеяние

$$v = \frac{4}{13} \cdot \frac{R^5(2R^2+6R+5) + (5R^2+6R+2)}{\Delta_a^4 R^4 (R+1)^3} \cdot \frac{\cos^4(\pi\kappa(1+\chi_0) - \varphi_0)}{\cos^4(\pi\kappa(1+\chi^*) - \varphi^*)} \quad (27)$$

На рис. 1 представлены зависимости величины (26) а на рис. 2 — величины (27) от расстройки девиации частоты $\Delta\chi = \chi^* - \chi_0$ при различных значениях параметра узкополосности κ при отсутствии расстройек по остальным параметрам. Как видно из рисунков, априорное незнание девиации частоты ЛЧМ КРС может привести к существенному снижению точности КП оценки длительности. При $\Delta\chi \neq 0$ КП оценка длительности является смещённой, а её рассеяние быстро растёт по мере отклонения величины R от единицы. Следует заметить, что выражение (18) и (19) для

характеристик оценки длительности получены для условий высокой апостериорной точности и являются приближёнными. Согласно (19) рассеяние оценки длительности зависит от величины заднего фронта сигнала, значение которого не может быть равно нулю. Этот факт является общеизвестным [1-3,8,10], однако если применительно к оценке длительности узкополосного радиосигнала её точность определяется величиной заднего фронта огибающей, то для КРС – скачком мгновенного значения сигнала в момент исчезновения. Значительное увеличение нормированного рассеяния оценки на рис. 2 соответствует ситуации, когда задний фронт сигнала стремится к нулю, что приводит к невозможности использования выражений (18), (19) для расчёта характеристик оценки. В этом случае смещение и рассеяние нужно вычислять как моменты плотности вероятности (11).

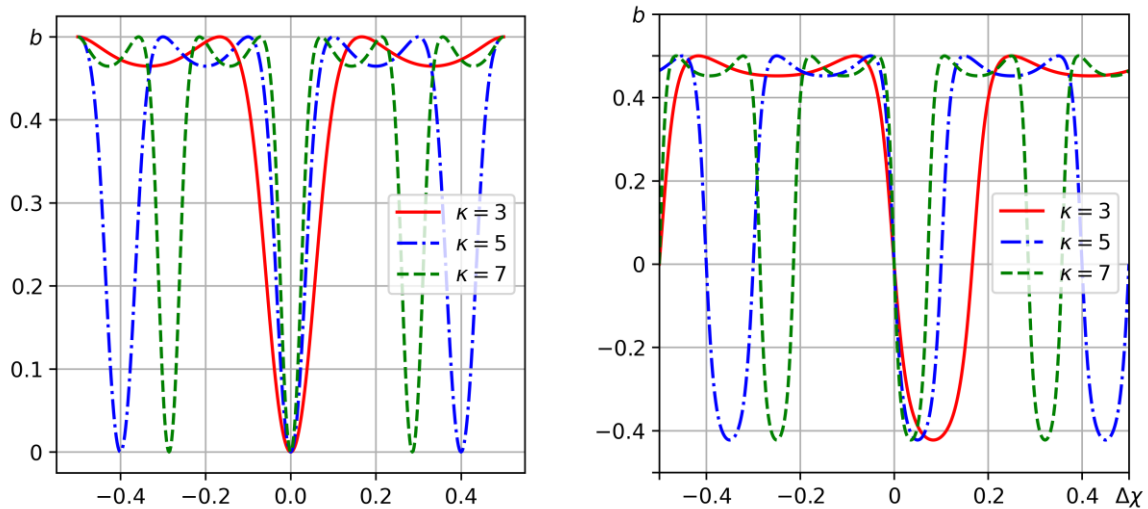


Рис. 1. Зависимости нормированного смещения от расстройки девиации частоты при $\varphi_0 = 0$ (слева) и $\varphi_0 = \pi/4$ (справа).

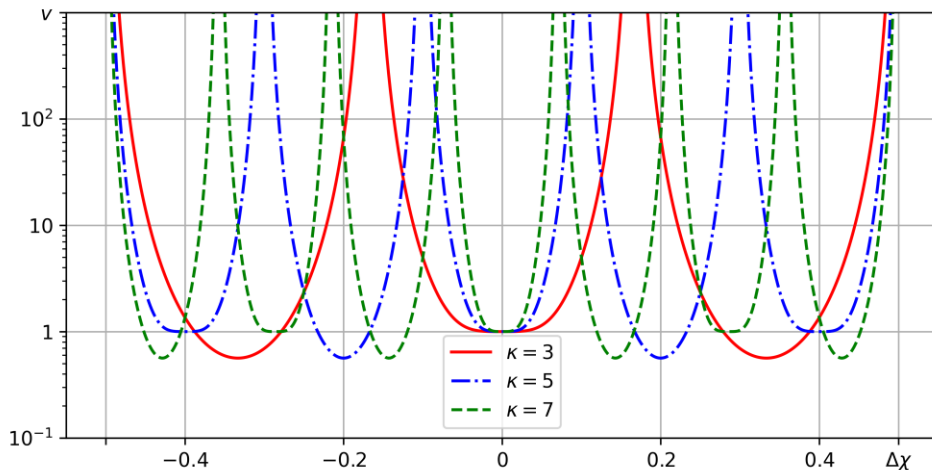


Рис. 2.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Использование квазиправдоподобного алгоритма оценки длительности существенно зависит от расстройек между предполагаемыми и истинными значениями неизвестных параметров. Применительно к ЛЧМ КРС наибольшее влияние на точность оценки длительности оказывают начальная фаза и девиация частоты ЛЧМ импульса.

Это связано с тем, что эффективность работы алгоритма оценки длительности растёт с ростом величины скачка заднего фронта сигнала. Для улучшения точности оценки длительности целесообразно применять адаптацию по неизвестным неинформативным параметрам.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

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

ЛИТЕРАТУРА

1. Трифонов А. П., Шинаков Ю. С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1986. – 264с.
2. Трифонов А. П., Корчагин Ю. Э. Приём сигнала с неизвестной длительностью // Известия вузов. Радиофизика, 2002, Т.45, №7. – С.625-637.
3. Трифонов А. П., Корчагин Ю. Э., Кондратович П.А. Эффективность оценки длительности сигнала с неизвестной амплитудой // Известия вузов. Радиоэлектроника, 2011, Т.54, №11. – С.3-12.
4. Корчагин Ю. Э. Оценка длительности радиоимпульса с неизвестной фазой // Известия вузов. Радиоэлектроника, 2013, Т.56, №7. – С.29-37.
5. Корчагин Ю. Э. Оценка длительности радиосигнала с неизвестными амплитудой и фазой // Радиотехника, 2013, №9. – С.11-19.
6. Тихонов В. И. Оптимальный приём сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320с.
7. Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. – М.: Сов. радио, 1978. – 296с.
8. Трифонов А. П., Корчагин Ю. Э., Титов К. Д. Оценка длительности сверхширокополосного квазирадиосигнала // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника, 2017, Т.60, №8. – С.460-471.
9. Антипенский Р. В., Картуша А. Н. Методика оценки длительности ЛЧМ-радиоимпульса при цифровой обработке зондирующего сигнала бортовых РЛС // Информационно-измерительные и управляющие системы, 2017, Т.15, № 4. – С.18-24.
10. Van K. Nguyen A Low Complexity Parameter Estimation Technique for LFMCW Signals // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems Vol. 50, No. 4 October 2014, p.2554-2563.
11. Тихонов В. И., Миронов М. А. Марковские процессы. – М.: Радио и связь, 1977. – 488с.
12. Трифонов А. П., Корчагин Ю. Э. Статистические свойства высоты и положения абсолютного максимума марковского случайного процесса типа Башелье // Вестник Воронежского госуниверситета. Серия Физика. Математика, 2014, №4. – С.54-65.

REFERENCES

1. Trifonov, A. P., Shinakov, Yu. S. Joint differentiation of signals and evaluation of their parameters against the background of interference. Moscow: Radio and Communications, 1986. – 264 p.
2. Trifonov A.P., Korchagin Y.E. Reception of a signal with unknown duration // Radiophysics and Quantum Electronics, 2002. V. 45. № 7. P. 571-582.
3. Trifonov A.P., Korchagin Y.E., Kondratovich P.A. Efficiency of estimating duration of a signal with unknown amplitude // Radioelectronics and Communications Systems, 2011, V. 54, № 11. P.581-591.

4. Korchagin Yu.E. Estimation of the radio pulse duration with unknown phase // Radioelectronics and Communications Systems, 2013, V.56, № 7. P.345-355.
5. Korchagin Yu.E. Estimation duration of signal with unknown amplitude and phase // Radioengineering, 2013, №9. – P.11-19.
6. Tikhonov, V. I. The optimal signal reception. M.: Radio and Communications, 1983. – 320 p.
7. Kulikov, E. I., Trifonov, A. P. Estimation of signal parameters against the background of interference. Moscow: Sov. radio, 1978. – 296 p.
8. Trifonov A.P., Korchagin Y.E., Titov K.D. Estimation of ultrawideband quasi-radio signal duration // Radioelectronics and Communications Systems, 2017, V.60, № 8. P.358-367.
9. Antipensky R.V., Katrusha A.N. The method of estimation of the chirp pulseduration at digital processing of airborne radars sounding signal // Information-measuring and control systems, 2017, V.15, № 4. – P.18-24.
10. Van K. Nguyen A Low Complexity Parameter Estimation Technique for LFM CW Signals // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems Vol. 50, No. 4 October 2014, p.2554-2563.
11. Tihonov V.I., Mironov M.A. Markov processes. Moscow: Radio and communications, 1977. – 488 p.
12. Trifonov A. P., Korchagin Yu. E., Bespalova M. B. Statistical properties of height and provisionsof absolute maximum markov processes Bachelier type// Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya: Fizika. Matematika — Proceedings of Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics, 2014, №4. – P.54-65.

Научное издание

**РАДИОЛОКАЦИЯ,
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ**

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

Т о м 1

Издано в редакции программного комитета

Подписано в печать 12.04.2024. Формат 60×84/16.
Усл. п. л. 27,3. Тираж 60 экз. Заказ 217

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

ISBN 978-5-9273-3964-8



ISBN 978-5-9273-3965-5

