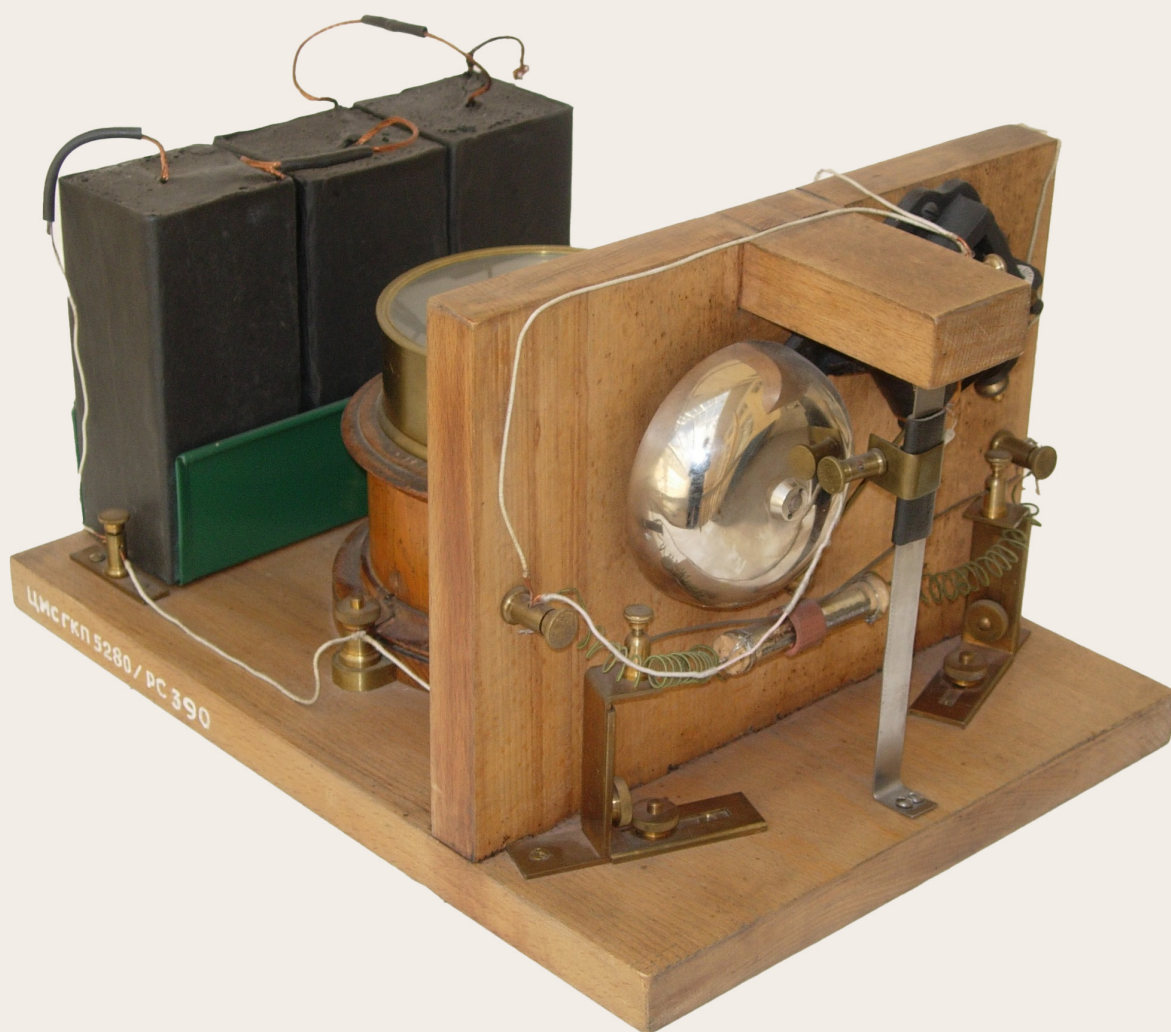


РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ



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
XXXI Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 15–17 апреля 2025 г.)*

Т о м 1

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2025

УДК 621.37
ББК 32
Р15

Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXXI Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 15–17 апреля 2025 г.) : в 6 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2025.
ISBN 978-5-9273-4269-3
Т. 1. – 2025. – 417 с.
ISBN 978-5-9273-4270-9

В сборник вошли материалы XXXI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2025), 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 978-5-9273-4270-9 (т. 1)	© Воронежский государственный университет, 2025
ISBN 978-5-9273-4269-3	© АО «Концерн “Созвездие”», 2025
	© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2025

Материалы конференции

Том 1

Пленарные доклады

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

Том 2

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

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

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

Том 3

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

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

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

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

Том 4

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

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

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

Том 5

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

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

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

Том 6

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

Секция 11. Радиотехнический мониторинг Земли.

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

Содержание

Пленарное заседание

О ВКЛАДЕ УЧЕНЫХ-СВЯЗИСТОВ В ПОБЕДУ СОВЕТСКОГО НАРОДА В ВЕЛИКОЙ ОТЕЧЕСТВЕННОЙ ВОЙНЕ А. А. Зацаринный	1
---	---

АВТОРСКАЯ ПАРАДИГМА «МНОГОПРОФИЛЬНОЕ РАДИО»: РАЗНООБРАЗИЕ ИНТЕРПРЕТАЦИЙ А. А. Потапов	12
---	----

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

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОГНОЗА ПРЕСТУПЛЕНИЙ СОВЕРШАЕМЫЕ С ПРИМЕНЕНИЕМ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ А. А. Терентьев, Д. В. Купавцева	59
--	----

ОПТИМИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ ШИФРОВАНИЯ БОЛЬШИХ НАБОРОВ ДАННЫХ, АППРОКСИМИРОВАННЫХ СПЛАЙНАМИ А. А. Шамина, А. В. Лубенцов	65
---	----

АЛГОРИТМ ВЫЯВЛЕНИЯ СИГНАЛЬНЫХ ДЕМАСКИРУЮЩИХ ПРИЗНАКОВ ОБЪЕКТОВ РАДИОМОНИТОРИНГА СРЕДСТВАМИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО ИНТЕЛЛЕКТА А. В. Леньшин, Е. В. Кравцов, И. А. Сидоренко, В. А. Истомин	68
---	----

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВРЕМЕННЫХ МОБИЛЬНЫХ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ НА ОСНОВЕ ПРИВЯЗНЫХ БПЛА А. В. Лубенцов, А. А. Ярцева	76
--	----

КОМПЛЕКСНАЯ ПРОБЛЕМА ОБРАБОТКИ И ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ НА ОПАСНОМ ПРОИЗВОДСТВЕННОМ ОБЪЕКТЕ В МЕГАПОЛИСЕ А. В. Шестаков, М. А. Тукмачев	86
--	----

НАПРАВЛЕНИЯ УМЕНЬШЕНИЯ ВРЕМЕНИ ВЫПОЛНЕНИЯ ПРОТОКОЛОВ ОТКРЫТОГО КЛЮЧЕВОГО СОГЛАСОВАНИЯ А. Д. Синюк, О. А. Остроумов	91
--	----

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИСТЕМА ОБРАБОТКИ ЗАПРОСОВ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ А. П. Преображенский, Я. Е. Львович, Т. В. Аветисян, Ю. П. Преображенский	96
---	----

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПРОГРАММНЫХ КОМПЛЕКСОВ ДЛЯ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ СИГНАЛОВ А. С. Костюков, О. В. Бойко, М. А. Сиваш	101
--	-----

КРИТЕРИИ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ЭФФЕКТА СТОХАСТИЧЕСКОГО РЕЗОНАНСА В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ СОСРЕДОТОЧЕННОЙ ПОМЕХИ А. С. Табакова	110
ДИСПЕРСИЯ ОШИБКИ ИНТЕРПОЛЯЦИИ ВЕЩЕСТВЕННОЙ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ФУНКЦИИ, ОБУСЛОВЛЕННОЙ ОШИБКАМИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЕЁ ДИСКРЕТНЫХ ОТСЧЕТОВ А. Ю. Востров	119
КОВАРИАЦИОННАЯ МАТРИЦА ОШИБОК ДИСКРЕТНЫХ ОТСЧЕТОВ ЛИНЕЙНОЙ ОПЕРАЦИИ НАД ВЕЩЕСТВЕННОЙ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ФУНКЦИЕЙ, ОБУСЛОВЛЕННЫХ ОШИБКАМИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЕЁ ДИСКРЕТНЫХ ОТСЧЕТОВ А. Ю. Востров	124
МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ УЗКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ НЕГАУССОВСКИХ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ШУМОВ А. Ю. Паршин	128
МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ ИЗВЛЕЧЕНИЯ И АНАЛИЗА ПОЛЁТНЫХ ДАННЫХ КОММЕРЧЕСКИХ КВАДРОКОПТЕРОВ В. В. Плеве, Р. Е. Меркулов, А. В. Некушенков, А. В. Силюнцев	135
РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ OFDM ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ В. Г. Карташевский, Е. С. Семенов	139
КОЛЬЦЕВАЯ АДАПТИВНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ДЛЯ ПРИЕМА СИГНАЛОВ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ В. И. Джиган	146
ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ СШП ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ С АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКОЙ В. И. Калинин	153
СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ КОМПЛЕКСНЫХ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХ В КАНАЛАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В. И. Парфенов, А. А. Калининский	159
ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ КОМПЛЕКСНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ В. И. Парфенов, Буй Чонг Тиен	167
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ УМНОЖИТЕЛЕЙ ПО ПРОИЗВОЛЬНОМУ МОДУЛЮ ПРИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ В IOT УСТРОЙСТВАХ В. И. Петренко, М. В. Небеская	174

ПРИЕМ ШПС ЛЧМ – РАДИОСИГНАЛА ПРИ НЕИЗВЕСТНЫХ ПА-РАМЕТРАХ ГАУССОВОЙ УЗКОПОЛОСНОЙ ПОМЕХИ В. К. Маршаков, А. В. Гудков, Н. А. Воеводин, Р. В. Козырев.....	184
МЕТОДИКА ОЦЕНКИ СТЕПЕНИ РАЗРЕЖЕННОСТИ СИГНАЛОВ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕОРИИ СЖАТОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИИ В ОТНОШЕНИИ ЧАСТОТНО РАЗРЕЖЕННЫХ СИГНАЛОВ В. Н. Карпов	191
ИССЛЕДОВАНИЕ НАДЕЖНОСТИ ЦИКЛОСТАЦИОНАРНЫХ ОЦЕНОК ЗАНЯТОСТИ СПЕКТРА В. Ю. Полев, А. Б. Токарев	196
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВИДА КОДИРОВАНИЯ НА ТОЧНОСТЬ ПЕРЕДАВАЕМЫХ ПО ЦИФРОВЫМ КАНАЛАМ СВЯЗИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПРИ НАЛИЧИИ В НИХ БИТОВЫХ ОШИБОК М. В. Васьковский, Ю. Е. Пелевина, Ю. В. Петров	204
ВЛИЯНИЕ ОШИБОК ОБУЧЕНИЯ АДАПТИВНОГО ЭКВАЛАЙЗЕРА НА КАЧЕСТВО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ПРИНИМАЕМОГО РАДИОСИГНАЛА Д. В. Мокринский, В. Е. Тоискин, И. А. Бодров	211
ПРОБЛЕМА КАЧЕСТВА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ АДАПТИВНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ В УСЛОВИЯХ НАЛИЧИЯ НЕУСТРАНИМЫХ ОШИБОК ОБУЧЕНИЯ ДЛЯ НЕСТАЦИОНАРНОГО ВО ВРЕМЕНИ КАНАЛА СВЯЗИ Д. В. Мокринский, В. Е. Тоискин, И. А. Бодров	218
ПРЕИМУЩЕСТВА ЦЕЛОЧИСЛЕННЫХ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЙ В ВОПРОСАХ СЖАТИЯ И ОБРАБОТКИ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ Д. О. Гончарова, А. В. Лубенцов	224
АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЦЕЛОЧИСЛЕННЫХ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЙ В ВОПРОСАХ СЖАТИЯ И ОБРАБОТКИ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ Д. О. Гончарова, А. В. Лубенцов	230
АНАЛИЗ И ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ДАННЫХ ЭЛЕКТРОЭНЦЕФАЛОГРАФИИ, ПОЛУЧЕННЫХ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ИНТЕРФЕЙСА «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР» В РАЗЛИЧНЫХ УСЛОВИЯХ Д. В. Журавлев, Я. Ю. Шестаков	236
АСПЕКТЫ БЕЗОПАСНОСТИ И РАЗНОВИДНОСТИ АТАК НА БЕСПРОВОДНЫЕ СЕНСОРНЫЕ СЕТИ И. А. Сорокин	246
К ВОПРОСУ ОЦЕНКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ С РЕШАЮЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ И КОРРЕЛЯЦИОННЫМ ОБНАРУЖИВАЮЩИМ КОДОМ И. В. Гущин, В. В. Лебедев	254

МОДЕЛИРОВАНИЕ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ СО СЛОЖНОЙ СТРУКТУРОЙ НА ОСНОВЕ РАСЧЕТА АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ ПРИ ВЕДЕНИИ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ	
И. В. Коликов, В. А. Кульпин, Р. Р. Саниев, О. А. Акимжанов.....	261
РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ КАНАЛЬНОГО КОДИРОВАНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ LDPC-КОДОВ ДЛЯ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ РАДИОСВЯЗИ	
И. В. Свиридова, М. В. Хорошайлова, И. В. Остроумов	265
ИНВАРИАНТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФОНЕМ РУССКОГО ЯЗЫКА: ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ И ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРИМЕНЕНИЕ В ЗАЩИТЕ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ	
И. М. Антоненко, С. А. Вызулин, С. А. Иванушкин, О. В. Годовых	275
ТЕХНОЛОГИЯ ЦИФРОВЫХ ПРЕДЫСКАЖЕНИЙ ДЛЯ ПЕРЕДАТЧИКА ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТАБЛИЦ СООТВЕТСТВИЯ	
Л. И. Аверина, В. Ю. Дорошенко, М. Е. Рыжиков	288
МЕТОДЫ ЛИНЕАРИЗАЦИИ ПЕРЕДАЮЩЕГО СВЧ ТРАКТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДВУХКАНАЛЬНЫХ ПОДХОДОВ	
Л. И. Аверина, И. В. Завгородний	298
СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АРХИТЕКТУР ОБУЧЕНИЯ ЦИФРОВЫХ КОРРЕКТОРОВ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В СВЧ УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ	
Л. И. Аверина, Н. Е. Гутерман, М. С. Пасморнов	306
ЛИНЕАРИЗАЦИЯ ПЕРЕДАЮЩЕГО СВЧ ТРАКТА OFDM СИСТЕМ	
Л. И. Аверина, П. Д. Рахманин	314
МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ БЛОКА СЛОЖЕНИЯ-УМНОЖЕНИЯ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ	
М. В. Хорошайлова, И. В. Свиридова, И. В. Остроумов	324
ПОДТВЕРЖДЕНИЕ ТЕХНИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗУЕМОСТИ АЛГОРИТМА ПОДСТРОЙКА ФАЗОВОГО СДВИГА ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДОСТОВЕРНОГО ПРИЕМА ПРИ АППАРАТНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ СВЯЗКИ АЦП И ПЛИС	
М. В. Чаусов	332
ДИНАМИЧЕСКАЯ АДАПТАЦИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ МНОГОКРАТНОГО ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ	
М. Л. Артемов, Д. Ю. Гордиенко, М. П. Сличенко, С. П. Трушин	340
ОЦЕНКА ЧАСТОТНОГО СМЕЩЕНИЯ СИГНАЛА С QAM МОДУЛЯЦИЕЙ МЕТОДОМ МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ	
М. Л. Маслаков, А. В. Одинцова	348

КОГНИТИВНОЕ ПЕРЕСТАНОВОЧНОЕ ДЕКОДИРОВАНИЕ НЕДВОИЧНЫХ ГРУППОВЫХ КОДОВ М. Ю. Толикина	353
ИНФОРМИРОВАННОЕ МАШИННОЕ ОБУЧЕНИЕ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ДИКТОРОВ В МУЛЬТИЯЗЫЧНОМ ДОМЕНЕ Н. П. Колмаков, А. Н. Голубинский	363
ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ АЗИМУТАЛЬНОГО ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ ПОЛЯРИЗОВАННЫХ РАДИОВОЛН О. В. Афанасьев, М. П. Сличенко, О. Н. Титов	370
МЕТОД УВЕЛИЧЕНИЯ СКОРОСТИ СПАДА ГАРМОНИК АЦП В РЕЖИМЕ СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ СРЕДНЕГО УГЛА ОГРАНИЧЕНИЯ С. А. Ермаков, М. А. Евсеев, А. А. Болгов, В. П. Рощупкин, В. А. Бокарев, М. В. Бобешко	377
СЕМАНТИЧЕСКИЙ ПОДХОД ПРИ ФОРМИРОВАНИИ АКУСТИЧЕСКОЙ РЕЧЕВОЙ ПОМЕХИ С. А. Иванушкин, С. А. Вызулин, И. М. Антоненко, О. В. Годовых	386
ИССЛЕДОВАНИЕ СИГНАЛОВ КАДРОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ СТАНДАРТА IEEE 802.15.4z-2020 С. Н. Жарков, К. Д. Титов	397

О ВКЛАДЕ УЧЕНЫХ-СВЯЗИСТОВ В ПОБЕДУ СОВЕТСКОГО НАРОДА В ВЕЛИКОЙ ОТЕЧЕСТВЕННОЙ ВОЙНЕ

А.А. Зацаринный

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

Аннотация. В статье представлены основные результаты научно-исследовательской и научно-практической деятельности советских ученых по разработке и модернизации средств военной связи в годы Великой Отечественной войны. Показан вклад выдающихся ученых Академии наук СССР, военных ученых-связистов, а также ученых и инженеров ведущих научно-исследовательских и промышленных предприятий. Особо выделены выдающиеся научные результаты В.А. Котельникова, А.А. Расплетина и других, реализация которых обеспечила существенное повышение эффективности управления в период войны. Отмечены научно-практические результаты НИИС КА, Военной академии связи и ЦНИИС по модернизации и совершенствованию техники связи. Показаны конкретные примеры внедрения новых средств связи в войска связи и оказания помощи частям и подразделениям по поддержанию эксплуатации средств связи.

Ключевые слова: средства связи, советские ученые, научные организации, войска связи.

SCIENCE FOR THE SIGNAL TROOPS DURING THE GREAT PATRIOTIC WAR

A.A.Zatsarinnyy1

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

Abstract. The article presents the main results of the research and scientific-practical activities of Soviet scientists on the development and modernization of military communications equipment during the Great Patriotic War. The contribution of outstanding scientists of the USSR Academy of Sciences, military communications scientists, as well as scientists and engineers from leading research and industrial enterprises is shown. The outstanding scientific results of V.A. Kotelnikov, A.A. Raspletin and others, the implementation of which provided a significant increase in management efficiency during the war, are highlighted. The scientific and practical results of the ISCA Research Institute, the Military Academy of Communications and the Central Research Institute for the Modernization and improvement of communications technology were noted. Specific examples of the introduction of new means of communication into the communications forces and the provision of assistance to units and subunits to maintain the operation of communications facilities are shown.

Keywords: communications facilities, Soviet scientists, scientific organizations, communications troops.

1. ВВЕДЕНИЕ

Одной из важнейших задач в ходе войны являлось обеспечение надежной и своевременной связи для управления страной и боевыми действиями Красной армии на фронтах и флотах. Общая обеспеченность войск средствами связи к началу войны не превышала 58,5% (радиосредствами - 46,5%, средствами проводной связи – 70%) [1]. При этом большая часть техники была устаревшей и имела низкие тактико-технические характеристики. Уже в первые месяцы войны положение с комплектованием войск средствами связи резко ухудшилось и оказалось близким к критическому. Основными

причинами явились значительные потери в ходе боевых действий, сокращение или прекращение поставок средств связи промышленностью из-за эвакуации предприятий в восточную часть страны, а также формирование новых частей и соединений. В этих условиях Наркоматы связи, обороны и электротехнической промышленности СССР предприняли огромные усилия по концентрации возможностей научных и промышленных организаций.

Весомый вклад в создание, модернизацию и внедрение в промышленное производство военных средств связи для скорейшего обеспечения частей и подразделений Красной армии внесли ученые, инженеры и специалисты ведущих научных организаций страны. Среди них: Центральный научно-исследовательский институт связи (ЦНИИС) Наркомата связи (НКС) СССР, Научно-испытательный институт связи Красной армии (НИИС КА), Военная электротехническая академия связи (ВЭТАС) им С.М. Буденного, Научно-исследовательский морской институт связи и телемеханики Рабоче-крестьянского Красного флота (НИМИСТ РККФ – НИИ-24), Государственный союзный производственно-экспериментальный институт № 56 (ГСПЭИ-56), Всесоюзный научно-исследовательский институт радиолокации (НИИ-108), Научно-исследовательский институт электронных приборов локационной техники с опытным заводом (НИИ-160), Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники (НИИ-20), Всесоюзный электротехнический институт (ВЭИ) Наркомата электропромышленности, Всесоюзный государственный институт телемеханики и связи (ВГИТИС, НИИ-10) [2].

Общую координацию работы этих организаций осуществлял нарком связи СССР, одновременно начальник Главного управления связи Красной армии и заместитель наркома обороны СССР по связи маршал войск связи Пересыпкин Иван Терентьевич [1].



Маршал войск связи Пересыпкин Иван Терентьевич

В статье представлены основные результаты, характеризующие вклад ученых и инженеров в области связи в разработку и внедрение в войска современных средств военной связи.

2. О ВКЛАДЕ АКАДЕМИИ НАУК

Значительный вклад в достижение Великой Победы внесли ученые крупнейшего научного центра страны – Академии наук СССР. Уже 23 июня 1941 г. в Президиуме АН СССР состоялось расширенное заседание, в работе которого приняло участие 60 крупнейших ученых страны [3,4,5]. Среди них известные ученые-академики: физик Петр Капица, физиолог Лина Штерн, математик Андрей Колмогоров, энергетик Глеб Кржижановский и другие. В повестке дня заседания стоял один вопрос – максимально оперативная перестройка работы всех академических научных учреждений на военные рельсы.

Резолюция Президиума содержала требования к отделениям и научным учреждениям академии по немедленному пересмотру тематики исследований в направлении выполнения задач по оборонной тематике [5]. 28 июня 1941 г. Академия наук обратилась к ученым всех стран с призывом сплотить свои силы для защиты цивилизации от фашизма [5].

В августе-сентябре 1941 г. руководство академии при участии Государственного комитета обороны (ГКО) разработало комплексный план работы академии в условиях войны, который включал в себя 245 приоритетных тем, связанных с разработками и исследованиями по созданию новых видов вооружения для армии, авиации, флота. Большинство академических институтов и членов Академии наук были эвакуированы в восточные регионы страны. Тем не менее, после эвакуации в Москве продолжали работать 227 сотрудников, в том числе 6 академиков, 17 членов-корреспондентов, 141 научный сотрудник и 63 научно-технических сотрудника [3].

И многие ученые сделали свой весомый вклад в Победу. Среди них немаловажное место занимает вклад ученых в области связи, радиолокации, радиотехники и других технических направлений. Это, прежде всего, будущие академики Академии наук СССР и Герои социалистического труда В.А. Котельников, А.Л. Минц, А.Ф. Иоффе, А.А. Расплетин, А.Б. Кобзарев. Остановимся кратко на наиболее важных результатах.

Под руководством В.А. Котельникова была создана и внедрена самая стойкая в то время система засекречивания телефонных линий, вскрыть которую не удавалось вплоть до 1946 года. Она широко использовалась в период войны для закрытой связи от Ставки ВГК с фронтами и армиями, а в мае 1945 г. успешно применялась для связи нашей делегации с Москвой во время принятия капитуляции Германии. За создание и внедрение этой аппаратуры В.А. Котельников и группа разработчиков в 1943 и 1946 гг. удостоились Сталинской премии 1-й степени [6,7].



Академик АН СССР В.А. Котельников
(1908–2005)



Академик АН СССР А.Ф. Иоффе
(1880–1960)

Редкостные организаторские способности в период Великой Отечественной войны проявил академик А.Ф. Иоффе: в июле 1941 г. его назначили председателем Комиссии по военной технике, а в 1942 г. – председателем военной и военно-инженерной комиссий при Ленинградском горкоме партии. С 1942 по 1945 г. А.Ф. Иоффе – вице-президент АН СССР. Во время войны он осуществлял научное руководство разработкой специально для партизанских отрядов термоэлектрогенератора, служившего источником питания для радиоприемников и передатчиков [8].

Выдающийся советский ученый и конструктор А.А. Расплетин являлся одним из основных создателей радиотехнических систем управления. В сентябре 1941 г. в осажденном Ленинграде он вместе с сотрудниками НИИ-9 доработал УКВ передатчик радиовещательной станции РВ-70 на КВ диапазон, обеспечил увеличение его мощности, и передатчик вышел в эфир для оповещения населения [9].

В первые месяцы войны А.А. Расплетин обеспечил разработку и выпуск малогабаритных радиостанций «Север» (из сданных населением бытовых радиоприёмников 6Н-1) на предприятиях блокадного Ленинграда. В январе 1942 г. по предложению Расплетина разработана и построена система телевизионной передачи воздушной обстановки в штабе 2-го корпуса ПВО Ленинградского фронта.

В 1943 г. А.А. Расплетин в Красноярске на базе радиозавода № 327 (АО «НПП Радиосвязь») выполнил работы по созданию комплексной установки по наведению истребителей на цель (РД-1), которая успешно применялась в боевых условиях при воздушной блокаде окружённой немецкой группировки под Бреслау.

В 1944 г. лаборатория А.А. Расплетина разработала РЛС «ТОН» – самолетная РЛС для бомбардировщиков. При приближении противника на расстояние около 1,2 км система подавала звуковой сигнал предупреждения, слышимый в сети самолетной переговорной установки. Эта аппаратура спасла немало жизней советских летчиков, предупреждая экипаж бомбардировщика о приближении самолетов противника [9].



Академик АН СССР А.А. Расплетин
(1908–1967)



Академик АН СССР Ю.Б. Кобзарев
(1905–1992)

Одним из основоположников радиолокации в СССР являлся Ю.Б. Кобзарев, лауреат Сталинской премии второй степени (1941) за создание первого в СССР импульсного радиолокатора. В годы войны он разработал теорию построения радиолокационных станций (РЛС), способных обнаруживать объекты на большой дальности за линией горизонта. Под его руководством разработаны и внедрены в производство первая радиолокационная станция дальнего обнаружения самолётов РУС-2 «Редут», передвижной вариант РЛС «Пегматит» и ряд последующих РЛС [10].

3. НИИ связи Красной Армии

Научно-испытательный институт связи Красной армии, старейшее военное научно-исследовательское учреждение нашей страны, был образован 15 апреля 1923 г. (с 2002 г. - 16 Центральный научно-исследовательский испытательный институт связи им. маршала войск связи А.И. Белова) [11,12].

Научные и производственные коллективы института внесли достойный вклад в Великую Победу. Уже в начале войны более 150 сотрудников института направили на фронт и активно участвовали в организации и обеспечении связи в боях и операциях.

В первые дни войны из сотрудников научных отделов в институте была создана специальная мастерская по ремонту войсковых радиостанций. В оперативном порядке институт смонтировал вагонные радиостанции для командующих фронта.

Несколько групп сотрудников института направили в войска для обеспечения работы новой техники. В период обороны Москвы сотрудники института (В.А. Вартанесян, Э.Н. Яхнович, В.А. Мизрухин и другие) участвовали в развертывании пеленгаторных постов на подступах к городу.

В октябре 1941 г. большая часть института эвакуировалась в Бухару. В эвакуации институт продолжал активно трудиться (исследования, испытания, ремонт техники связи [11]. На основе накопленного в довоенные годы задела институт продолжал научные исследования, прежде всего, в области электромагнитных колебаний, распространения радиоволн в КВ и УКВ диапазонах, проектирования приемных и передающих радиоустройств, антенно-фидерных устройств, средств телефонной и телеграфной техники. При этом результаты исследований были нацелены на оперативную разработку конкретных технических решений, а также научно-практических рекомендаций, методических инструкций и пособий, которые способствовали более эффективному боевому применению средств связи в войсках.

В ноябре 1941 г. в Институте разработали радиостанцию «Партизанка» (Л.Е. Евграфов, В.Д. Винокуров) и изготовили для войск 50 комплектов [11,13,14].

В 1942 г. сотрудники института принимали активное участие в создании завода № 1 Наркомата обороны (НКО) и обеспечении его работы. С апреля 1942 г. завод начал выпускать телефонные аппараты УНАИ-31 и телеграфные аппараты Бодо.

Весной 1942 г. по решению ГКО в Москве был создан завод № 2 НКО по производству радиостанций из деталей радиовещательных приемников, сданных населением в первые дни войны на склады контор связи. Главным конструктором завода № 2 НКО являлся один из ведущих сотрудников института Г.Т. Шитиков. Под его руководством группой сотрудников института (В.Ф. Грушецкий, К.С. Квитко, Р.А. Чигирев) был создан макетный образец переносной полудуплексной УКВ ЧМ радиостанции А-7. В июле 1941 г. на заводе «Электросчетчик» (г. Мытищи) начались работы по организации серийного производства этой радиостанции [11,13].



Инженер-полковник Георгий Тимофеевич Шитиков

Опытные образцы радиостанции А-7 группа Г.Т. Шитикова изготовила на заводе в течение трех месяцев. Это позволило уже в конце года организовать ее серийное производство. Радиостанция А-7 и ее усовершенствованные модификации А-7А, А-7Б широко использовались для связи в стрелковых полках и батальонах, в артиллерийских дивизионах и батареях. В 1943 -1944 гг. производство этих станций на нескольких заводах составляло более тысячи в месяц. В 1943 г. за разработку радиостанции А-7 Г.Т. Шитиков удостоился звания лауреата Сталинской премии. Лауреатами этой премии также стали сотрудники института А.А. Дудкин – за создание специальной телеграфной аппаратуры Г.Г. Морозов и Н.С. Криволицкая – за создание холодостойких источников питания [11].

В 1942 - 1943 гг. институт создал подвижные узлы связи для штабов высших объединений и представителей Ставки ВГК (руководитель И.М. Ростокин). В конце 1942 г. связисты Западного фронта (В.П. Ягодин, А.М. Смышляев) на базе

американской радиостанции СЦР-610 создали комплект первой в Красной армии УКВ радиоперехватной для дуплексной телеграфной связи (шифр «Комета») [11,14,15].

Отделом проводных средств (О.И. Репина, В.П. Афанасьев и др.) был разработан и передан промышленности (завод НКО №1) макетный образец нового телефонного аппарата ТАИ-43. В 1943-1944 гг. институт (В.А. Крейчман, П.А. Котов, И.Ф. Климков) совместно с заводом № 1 НКО осуществил модернизацию аппарата Бодо (2БДА-43). Для увеличения пропускной способности телеграфной связи был создан прибор ДП-43, обеспечивающий дуплексную связь аппаратами СТ-35. С 1945 г. в войска стали поступать дуплексные телеграфные трансляции ДТА-45, позволяющие увеличивать дальность телеграфных связей с 600 до 2000 км. В 1944 г. на вооружение войск поступил усовершенствованный полевой аппарат Морзе (М-44) [15].

Под руководством А.И. Зотова на заводе № 1 НКО создали подвижную телеграфную станцию ТГСА-40/24, а опытный завод института начал выпускать коммутаторы для низовых звеньев управления. В 1944-1945 гг. промышленность стала серийно выпускать линейные коммутаторы ЛБК-19, разработанные сотрудниками института А.И. Зотовым и А.И. Ковригиным в 1939-1940 гг. [14,15].

Специалисты лаборатории линий связи (руководитель И.И. Гроднев) уже осенью 1941 г. разработали легкий полевой кабель с полихлорвиниловой изоляцией, а позднее организовали производство полевого пупинизированного кабеля ППК-4 для многоканальных систем передачи [11, 13,14].

Значительный вклад в годы войны институт внес в развитие средств радиоразведки. Институт разработал и передал для серийного производства рамочный пеленгатор (150 кГц -10 МГц) для пеленгования дивизионных и полковых радиосетей, а также по срочному заданию легкий (12 кг) рамочный КВ пеленгатор для сбора десанта (на расстоянии до 20 км) и поиска сбрасываемых грузов (до 6 км). Такие пеленгаторы серийно выпускались с 1943 г. и нашли широкое применение в артиллерии, в воздушно-десантных войсках, а также в партизанских отрядах. В годы войны институт заложил основы развития автоматических пеленгаторов послевоенного периода. В разработке технических средств радиоразведки принимали участие сотрудники института Г.Н. Яновский, А.С. Верещагин, В.А. Вартанесян, Э.Ш. Гойхман, Л.Е. Брыксин, Ю.А. Язвицкий и другие [11].

18 апреля 1943 г. институт по представлению маршала Пересыпкина «...за выдающиеся заслуги в деле оснащения Красной армии современными средствами связи и в связи с 20-летней годовщиной» институт был награжден орденом Красной Звезды, а 39 его сотрудников – орденами и медалями [1,11].

К концу 1943 г. институт почти полностью был возвращен в Мытищи.

В конце 1943 г. по решению начальника ГУСКА с фронта стали отзывать научных сотрудников и опытных инженеров института для выполнения напряженного плана научно-исследовательской работы, которые включались в активную совместную работу с промышленностью и внесли заметный вклад в развитие военной связи.

Для обеспечения подготовки дипломированных научных кадров в 1944 г. при институте образовали адъюнктуру. Ее первыми адъюнктами стали сотрудники института В.И. Бекетов, Б.Н. Петровский, Б.Г. Слесаренко, Г.А. Лавров, Е.М. Школьников, А.С. Толстых [12].

В июле 1944 г. маршал войск связи И.Т. Пересыпкин создал комиссию по изучению опыта эксплуатации войсковых радиостанций на фронте во главе с начальником института инженер-полковником П.П. Горбуновым, которая более двух месяцев работала в войсках 1-го Прибалтийского и 3-го Белорусского фронтов. Она изучила условия эксплуатации, состояние средств радиосвязи в различных подразделениях и частях связи, отметила существенные недостатки в конструкции

радиостанций и сформулировала предложения по их устранению. По итогам работы комиссии ГУСКА определил конкретные меры по повышению надежности радиосредств.

По решению И.Т. Пересыпкина результаты фронтового обследования радиосредств с 8 по 15 октября 1944 г. рассматривались на военно-научной конференции с участием заместителей начальников связи фронтов по радио, представителей ГУСКА, Военной электротехнической академии связи, НИИ ВВС, НИМИС ВМФ, ведущих конструкторов промышленности [11].

По итогам этой конференции по заданию начальника ГУСКА институт разработал проект новой системы радиовооружения Красной армии. Важно, что в этом документе были учтены результаты анализа опыта боевого применения отечественной и трофейной техники связи, прежде всего радиосредств.

4. ВОЕННАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКАЯ АКАДЕМИЯ СВЯЗИ ИМ. С.М. БУДЕННОГО

Значительный вклад в развитие научных исследований в области связи в период Великой Отечественной войны внес коллектив ученых Военной электротехнической академии связи им. С.М. Буденного. Она была создана приказом Реввоенсовета Республики № 1872 8 ноября 1919 г. в Петербурге на базе электротехнического отдела Высшей советской военно-инженерной школы как Высшая военная электротехническая школа командного состава РККА. В настоящее время – Военная орденов Жукова и Ленина Краснознаменная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного [16]. Основные заслуги академии в годы войны связаны, конечно же, с подготовкой высококвалифицированных кадров военных связистов на всех уровнях применительно к конкретным потребностям действующей армии: от младшего командного и инженерного состава до начальников связи армий, фронтов.

Вместе с тем, с первых же дней войны наряду со своей основной задачей академия активизировала и научно-исследовательскую работу в области средств связи и электротехники. Так, приказом по ВЭТАС была создана группа технической помощи фронту. В ее состав вошли ведущие специалисты по военной связи, радиообнаружению, спецтехнике, сигнализации и энергетике: Н.С. Бесчастнов (руководитель группы), Н.М. Изюмов (руководитель радиотехнической бригады), В.А. Крейчман (руководитель бригады проводных средств связи), Н.А. Лившиц (руководитель бригады спецтехники), Н.Н. Луценко (руководитель энергетической бригады). Работа по оказанию технической помощи фронту направлялась на совершенствование существующих средств связи, разработку новых установок и приборов для войск связи и инженерных войск [16].

С ноября 1941 г. по апрель 1944 г. академия находилась в эвакуации в Томске. Представители академии принимали участие в разработке и проведении государственных и полигонных испытаний новых видов вооружения, составлении проектов наставлений, справочников, инструкций и описаний средств военной связи, оказывали консультации связистам действующей армии. В области радиосвязи был произведен анализ возможностей импульсной передачи и работы выходного каскада передатчиков войсковых радиостанций.

В годы войны академия выполнила более 200 научно-исследовательских работ в интересах фронта. Наиболее существенными явились результаты исследований в области радиосвязи. Специалистами академии исследовались вопросы применения частотной модуляции на УКВ, определен прогноз распространения радиоволн и составлены таблицы оптимальных волн на все месяцы 1943 г., исследованы особенности распространения радиоволн в диапазоне 20–200 метров на расстоянии до 2000 километров [11].

В 1943 г. ученые академии разработали образцы многоканальных радиостанций и устройств для обеспечения помехоустойчивости телеграфного приема, новые типы радиопередатчиков и радиоприемников, разработали тактико-техническое обоснование систем радиовооружения Красной армии [15,16].

В области проводной связи проведен анализ условий работы телефонных станций узлов связи крупных штабов и методики эксплуатационных измерений искажений телеграфных сигналов, а также разработан прибор испытания контактов передатчика телеграфного аппарата СТ-35. Академия поддерживала связь с действующей армией. Так, в 1943 г. выполнен комплекс НИР по исследованию конкретных проблем, изложенных в письме к командованию академии начальника Управления связи Западного фронта генерал-лейтенанта Н.Д. Псурцева [13,16].

Продолжалась работа и по подготовке научно-педагогических кадров. В течение 1942-1944 гг. успешно защитили диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук П.А. Котов и Н.Б. Зелигер. 13 преподавателей защитили кандидатские диссертации [16].

Важными событиями явилось проведение в период 1943-1944 гг. трех научно-технических конференций, в которых приняли участие научные работники других военных учебных заведений и гражданских вузов, а также инженеры ряда заводов, производящих аппаратуру связи. Основные результаты исследований публиковались в сборниках «Труды академии» (за период с 1943 по 1944 гг. вышло семь номеров сборника, содержащих 65 статей) [16].

7 ноября 1944 г. Указом Президиума Верховного Совета СССР в ознаменование 25-й годовщины создания за выдающиеся успехи в подготовке кадров для войск связи и боевые заслуги академия была награждена орденом Красного Знамени. Награду вручал маршал войск связи И.Т. Пересыпкин [1,16].

5. ЦЕНТРАЛЬНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ СВЯЗИ НАРКОМАТА СВЯЗИ СССР

Создание ЦНИИС Наркомата связи СССР связано с первыми шагами молодой Советской Республики. 11 ноября 1918 г. постановлением Коллегии при Народном комиссаре почт и телеграфов были учреждены две Научно-испытательные телефонно-телеграфные станции – в Москве и в Петрограде. Эти две станции, по существу, после многочисленных преобразований стали основой Научно-исследовательского института связи, созданного 1 января 1932 г. был (с 5 марта 1940 г. – Центральный) [17].

Войну ЦНИИС встретил, будучи ведущим высококвалифицированным научным коллективом в области связи. Многие сотрудники ушли на фронт, в основном в военно-восстановительные батальоны связи. Институт эвакуировался в Алма-Ату (большая часть) и в Уфу, где было создано на период войны Уфимское отделение.

Научно-практические заделы, полученные в довоенный период, позволили институту в военное время успешно решать многие важные оперативные задачи по обеспечению связи на территории страны, а также в интересах Ставки Верховного Главнокомандования (ВГК).

Для увеличения пропускной способности каналов радиосвязи на радиолиниях, связывающих Москву с Куйбышевом, Ростовом-на-Дону, Баку и Хабаровском силами ЦНИИС была внедрена система тонального телеграфирования на мощных девятикратных аппаратах Бодо.

Сотрудники ЦНИИС (Д.И. Осипов, С.А. Васильев, К.П. Ларин, А.П. Волков и др.) приняли активное участие в проектировании и создании обходной линии связи в осажденный Ленинград через Вологду, а в последующем обходных линий связи вдоль Волги с южными регионами страны и в обход Каспийского моря с Кавказом [17].

ЦНИИС в самом начале войны принял участие в организации высоконадежных многоканальных каналов связи в интересах связи между Ставки ВГК со штабами фронтов, а также с эвакуированными предприятиями. При этом качество каналов позволяло применять аппаратуру засекречивания. Применялась 12-канальная аппаратура, разработанная ЦНИИС, а также полученная по ленд-лизу из США.



Марк Уриевич Поляк (1911-1995)

Работу по получению этой аппаратуры из США выполнял сотрудник института М.У. Поляк. Он выбирал необходимое оборудование связи и организовывал его отправку в СССР пароходами через северные морские порты и через Иран. Установка, отладка и эксплуатация оборудования осуществлялась ротой связи, которой командовал Г.Б. Давыдов, работавший до войны в ЦНИИС, впоследствии - известный ученый в области систем передачи информации и сетей электросвязи.

В 1942 г. ЦНИИС при активном участии ГУСКА успешно решил еще одну важную задачу по организации связи Ставки ВГК с Закавказским фронтом. Связь спроектировали и «протянули» от Куйбышева (Самара), по левому берегу Волги до Астрахани, оттуда – на Гурьев, далее – (частично по имеющимся линиям связи и частично по вновь построенным), по территории Ирана и, обогнув Каспийское море, через пограничный пункт Астара вышли на Баку [17].

В течение 1943 г. институт постепенно вернулся в Москву и продолжил научные исследования по созданию и развитию аппаратуры связи. Многие ветераны войны активно продолжали трудиться в ЦНИИС.

В период 1943-1945 гг. сотрудники института приняли активное участие в анализе трофейных образцов техники связи и их комплектующих. По результатам анализа вырабатывались рекомендации по внедрению этой аппаратуры и последующей ее эксплуатации. Кроме того, они выполняли сложнейшие работы по настройке аппаратуры связи, получаемой из Англии и США [17].

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Во многих изданиях и военных мемуарах в качестве решающих факторов победы в Великой Отечественной войне справедливо указываются нарастающая мощь Красной армии, огромные мобилизационные возможности промышленности и, конечно же, сила духа и стойкость всего многонационального советского народа. Вместе с тем, еще одним немаловажным фактором явилось обеспечение высокого уровня эффективности централизованного управления всеми процессами жизнедеятельности государства в военное время: на фронтах и в тылу. Технической основой такого управления являлась связь.

Руководство страны сумело оперативно перестроить всю промышленность в интересах обеспечения возрастающих потребностей фронтов в технике связи.

Значительный вклад в развитие техники связи сделали советские ученые, научные коллективы Академии наук СССР, ведущие военные научно-исследовательские организации, а также специалисты крупных предприятий электротехнической промышленности. При этом важную роль сыграли научно-технические заделы, полученные этими организациями в предвоенный период. И здесь следует отдать должное руководству государством, которое уделяло должное внимание поддержанию научных исследований и разработок в сфере связи, включая военные средства связи.

Опыт организации и координации органами государственного управления, прежде всего Наркомата связи, эффективной совместной работы ученых, научных организаций и предприятий промышленности в годы Великой Отечественной войны не потерял своей актуальности и сегодня, когда наша страна в сложнейших военно-политических и экономических условиях противостояния с Западом проводит Специальную военную операцию на Украине.

ЛИТЕРАТУРА

1. Хохлов В.С. (руководитель), Б.В. Айрапетян и др. Главное управление связи Вооруженных Сил Российской Федерации: история создания и развития (1919–2019 гг.). М.: Авиация и спорт, 2019.
2. Хохлов В.С. Наука – фронту // Связующее звено Победы. М.: МГИУ, 2015.
3. Левшин Б.В. Академия наук СССР в годы Великой Отечественной войны (1941–1945 гг.): монография / Б. В. Левшин; Академия наук [АН] СССР. Архив. – М.: Наука, 1966. – 188 с. : ил. - .82 р.
4. Наука в годы Великой Отечественной войны (часть 1) 9 мая 2021 <https://dzen.ru/a/YJgkkaX4cCax4Vgn>
5. К 300-летию РАН: Академия наук - фронту в Великую Отечественную <https://indicator.ru/humanitarian-science/k-300-letiyu-ran-akademiya-nauk-frontu-v-velikuyu-otechestvennuyu.htm?ysclid=lvnhkpb6uw579804210>
6. Котельников В.А. Судьба, охватившая век. – в 2 т. Т.1. Воспоминания коллег. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2011. – 312 с.
7. Правительственная электросвязь в истории России. Ч. 1. – М.: Наука, 2001. 16 ЦНИИ МО РФ: 100 лет исследований, труда и побед (1923–2023). СПб.: ПМБ, 2023.
8. Иоффе Абрам Фёдорович // Большая советская энциклопедия: [в 30 т.] / гл. ред. А.М. Прохоров. – 3-е изд. – М.: Советская энциклопедия, 1969–1978.
9. Ашурбейли И.Р., Сухарев Е.М. Александр Андреевич Расплетин и его ближайшее окружение. – М.: Изд. Дом «Кодекс», 2013 г. – 448 с.
10. Кобзарев Юрий Борисович // Военная энциклопедия. В 8 т. Т. 4. М.: Воениздат, 1999.
11. Институт военной связи. Годы Великой Отечественной войны. Мытищи.: 2005.
12. Зацаринный А.А. Военный институт связи на службе Родине. К 100-летию создания. М.: Торрус Пресс, 2023.
13. Кукк К.И. Техника связи Великой Отечественной войны. М.: Горячая линия – Телеком, 2020.
14. Зацаринный А.А., Кукк К.И. Отечественная техника связи для Сухопутных войск // История отечественной радиоэлектронной техники для Сухопутных войск. – М.: Столичная энциклопедия, 2018. С. 213–221.
15. Зацаринный А.А., Кукк К.И. Отечественная промышленность для войск связи. К 100-летию образования войск связи. // Электросвязь. 2019. № 10.
16. 100 лет служения Отечеству, 1919–2019. СПб.; ПМБ.
17. 90 лет в мире связи. М.: ФГУП ЦНИИС, 2008.

REFERENCES

1. Khokhlov V.S. (leader), B.V. Hayrapetyan et al. Main Communications Directorate of the Armed Forces of the Russian Federation: history of creation and development (1919–2019). M.: Aviation and sport, 2019.
2. Khokhlov V.S. Science to the front // Link of Victory. M.: MGIU, 2015.
3. Levshin B.V. Academy of Sciences of the USSR during the Great Patriotic War (1941–1945): monograph / B.V. Levshin; Academy of Sciences [AS] USSR. Archive. – M.: Nauka, 1966. – 188 p. : ill. - .82 rub.
4. Science during the Great Patriotic War (part 1) May 9, 2021
<https://dzen.ru/a/YJgkkaX4cCax4Vgn>
5. On the 300th anniversary of the Russian Academy of Sciences: the Academy of Sciences - to the front during the Great Patriotic War <https://indicator.ru/humanitarian-science/k-300-letiyu-ran-akademiyi-nauk-frontu-v-velikuyu-otechestvennuyu.htm?ysclid=lvnhkpb6uw579804210>
6. Kotelnikov V.A. The fate that embraced the century. - in 2 volumes. V.1. Memories of colleagues. - M. : FIZMATLIT, 2011. - 312 p.
7. Government telecommunications in the history of Russia. Part 1. – Moscow: Nauka, 2001.
1. 16 TsNII MO RF: 100 years of research, work and victories (1923–2023). SPb.: PMB, 2023.
8. Ioffe Abram Fedorovich // Great Soviet Encyclopedia: [in 30 volumes] / ed. -in-chief A.M. Prokhorov. - 3rd ed. - Moscow: Soviet Encyclopedia, 1969–1978.
9. Ashurbeyli I.R., Sukharev E.M. Alexander Andreevich Raspletin and his inner circle. - Moscow: Publishing House "Kodeks", 2013. - 448 p.
10. Kobzarev Yuri Borisovich // Military Encyclopedia. In 8 volumes. Volume 4. Moscow: Voenizdat, 1999.
11. Institute of Military Communications. Years of the Great Patriotic War. Mytishchi: 2005.
12. Zatsarinny A.A. Military Institute of Communications in the Service of the Motherland. On the 100th Anniversary of its Creation. Moscow: Torrus Press, 2023.
13. Kuk K.I. Communication Equipment of the Great Patriotic War. Moscow: Goryachaya Liniya - Telecom, 2020.
14. Zatsarinny A.A., Kuk K.I. Domestic Communication Equipment for the Ground Forces // History of Domestic Radio-Electronic Equipment for the Ground Forces. - Moscow: Stolichnaya Encyclopedia, 2018. Pp. 213–221.
15. Zatsarinny A.A., Kuk K.I. Domestic Industry for the Signal Corps. 2. On the 100th Anniversary of the Formation of the Signal Corps. // Electrosvyaz. 2019. No. 10.
16. 100 Years of Service to the Fatherland, 1919–2019. St. Petersburg; PMB.
17. 90 Years in the World of Communications. Moscow: FSUE TsNIIS, 2008.

АВТОРСКАЯ ПАРАДИГМА «МНОГОПРОФИЛЬНОЕ РАДИО»: РАЗНООБРАЗИЕ ИНТЕРПРЕТАЦИЙ

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

*К 130-летию со дня изобретения
радио А. С. Поповым*

Аннотация. Цель статьи - познакомить читателя с рядом нестандартных идей, отражающих новые парадигмы современной радиофизики, радиофотоники, радиотехники, радиолокации, искусственного интеллекта и т.д. Автор характеризует новую концепцию, которая в полной мере использует физические свойства электромагнитных волн и универсальности топологии фрактальных множеств, как «Многопрофильное радио». Электромагнитные волны, несущие орбитальный угловой момент, представляют большой интерес и открывают возможности для будущих прорывов в области радио. Представлена современная картина развития исследований в области топологически нетривиальных спиновых текстур, таких как скирмионы. Оптические скирмионы представляют собой квазичастицы с нетривиальными топологическими фрактальными текстурами, которые обладают значительным потенциалом в оптической обработке, передаче и хранении информации. Дорожная карта скирмионики дает обзор текущего состояния дел и широкого спектра направлений исследований и стратегий, которые в настоящее время стремительно реализуются в мире. Автор развивает и усиливает свои идеи о том, что в науке и технике должно быть прочно введено новое – «фрактальное» измерение, причем не на вспомогательную роль, а в качестве фундаментального объясняющего фактора.

Ключевые слова: многопрофильное радио; орбитальный угловой момент; скирмионы; вихревая электромагнитная волна; фотоника; метаповерхность; фрактал; текстура; радар; 6G; MIMO; mMIMO.

AUTHOR'S PARADIGM "MULTI-PROFILE RADIO": A VARIETY OF INTERPRETATIONS

A. A. Potapov^{1,2}

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

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

Abstract. The purpose of the article is to introduce the reader to a number of non-standard ideas reflecting new paradigms of modern radiophysics, radio photonics, radio engineering, radar, artificial intelligence, etc. The author characterizes the new concept, which fully utilizes the physical properties of electromagnetic waves and the universality of the fractal set topology, as "Multi-Profile Radio". Electromagnetic waves carrying orbital angular momentum are of great interest and open up possibilities for future breakthroughs in the field of radio. The modern picture of the development of research in the field of topologically nontrivial spin textures, such as skyrmions, is presented. Optical skyrmions are quasiparticles

with nontrivial topological fractal textures that have significant potential in optical processing, transmission and storage of information. The skyrmionics roadmap provides an overview of the current state of affairs and a wide range of research directions and strategies that are currently being rapidly implemented in the world. The author develops and strengthens his ideas that a new “fractal” dimension must be firmly introduced into science and technology, not as an auxiliary one, but as a fundamental explanatory factor.

Keywords: multi-profile radio; orbital angular momentum; skyrmions; vortex electromagnetic wave; photonics; metasurface; fractal; texture; radar; 6G; MIMO; mMIMO.

1. ВВЕДЕНИЕ

Поводом для написания данной работы послужил одновременный, но совершенно независимый, выход в свет двух статей: исследователей из Японии в журнале [1] (Received May 9, 2022; Accepted June 3, 2022; Publicized June 13, 2022) и автора в трудах конференции IEEE по антеннам, проходившей в декабре 2022 года в Китае (моя статья была отправлена в оргкомитет в июне 2022 г.) [2]. Казалось бы, независимые тематики, но очень много общего во взглядах на будущее радиоэлектроники и фотоники. Вероятность такого события теоретически должна стремиться к нулю, но это событие произошло! Отправляясь с разных направлений, мы независимо друг от друга, приходим со своими нестандартными идеями к новым парадигмам в области радио. Свою позицию я обозначаю просто - «*Многопрофильное радио*», что гораздо шире и объемнее технологии *когнитивного радио*.

Таким образом, цель настоящей работы - познакомить читателя с принципиальными идеями и методами авторов двух стран (Россия и Япония), лежащими в основе новых парадигм (современное использование физических свойств электромагнитных волн (ЭМВ) и топологическое фрактальное описание ЭМВ, радиоустройств и радиосистем любого уровня сложности). Эти парадигмы непосредственно связаны с вихревыми ЭМВ и *оптическими скирмионами*, которые представляют собой *топологические квазичастицы с нетривиальными электромагнитными текстурами*, обладающими фрактальными и текстурными характеристиками.

Отбор материала, создавший немало трудностей при подготовке статьи, продиктован как научными интересами автора, так и актуальностью проблем, стоящих перед современной радиоэлектроникой и фотоникой (далее в статье фотоника и радиофотоника для краткости равнозначны). Статья построена следующим образом. После введения, в разделах 2 и 3 мы обсуждаем авторскую парадигму «Многопрофильное радио» (Россия) и японскую парадигму «Многообразное радио». В разделах 4-9 рассказано о вихревых ЭМВ, их свойствах и применении. Разделы 10-14 посвящены скирмионам, их топологии и текстурно-фрактальным характеристикам. Принципиальные моменты, изложенные в работе, суммированы в заключении.

2. АВТОРСКАЯ ПАРАДИГМА «МНОГОПРОФИЛЬНОЕ РАДИО»

Концепция «*Multi-profile radio - Многопрофильного радио*» была окончательно сформирована автором в начале мая 2024 г. [2-7] – рисунок 1. Этому предшествовал цикл наших работ в России и Китае в 2022 - 2024 годы по возможности и необходимости объединения дорожных карт «Фракталы», «Фотоника» и «Искусственный интеллект» для сквозных технологий [2, 8-16]. Авторская парадигма основана на принципиально новом подходе к совместному использованию физических свойств ЭМВ в широком диапазоне частот и универсальности топологии фрактальных множеств. Замысел нашего научного исследования состоял в современном приложении

топологии и теории размерности в открытых множествах задач радиофизики, радиолокации и радиотехники, вдохновленных современной физикой и фотоникой.

В качестве *первого* примера сошлемся на статью [17], в которой разработана имитационная модель формирования портретов сложных радиолокационных объектов с учетом их пространственной конфигурации, используемых в конструкции материалов и покрытий, эффектов зеркально-диффузного рассеяния ЭМВ и вторичной доплеровской модуляции отраженного сигнала, позволяющая исследовать возможности и устойчивые признаки обнаружения и распознавания таких сложных объектов, в том числе и фрактальных (скоро выйдет объемная статья в «РиЭ»). В качестве *второго* примера - наноразмерные покрытия с фрактальной топологией, которые имеют значительную применимость благодаря своим уникальным свойствам (совместно с ЛЭТИ) [18]. Формирование фрактальных наноразмерных покрытий является не только фундаментальной научной задачей, но и имеет множество важных технологических приложений, так как свойства этих покрытий будут отличаться от свойств покрытий, синтезированных более традиционными методами. В [18] представлены результаты синтеза покрытий с фрактальной топологией с использованием электродугового осаждения вещества из аномальной плазмы тлеющего разряда на затравку с предварительно полученной фрактальной топологией. Результаты дополнительных экспериментов позволят выбрать подходящие параметры затравки и ее расположение для достижения контролируемого роста на покрытии самоорганизующихся упорядоченных структур, которые будут соответствовать принципам групповой обработки и могут быть применены для получения элементов электронной техники. В качестве *третьего* примера - вычислительные и интеллектуальные метаповерхности (МП) и/или реконфигурируемые интеллектуальные поверхности (reconfigurable intelligent surfaces - RIS), в которых корень многих увлекательных топологических явлений в физике и экзотических манипуляций с волнами [5, 6, 19-21].

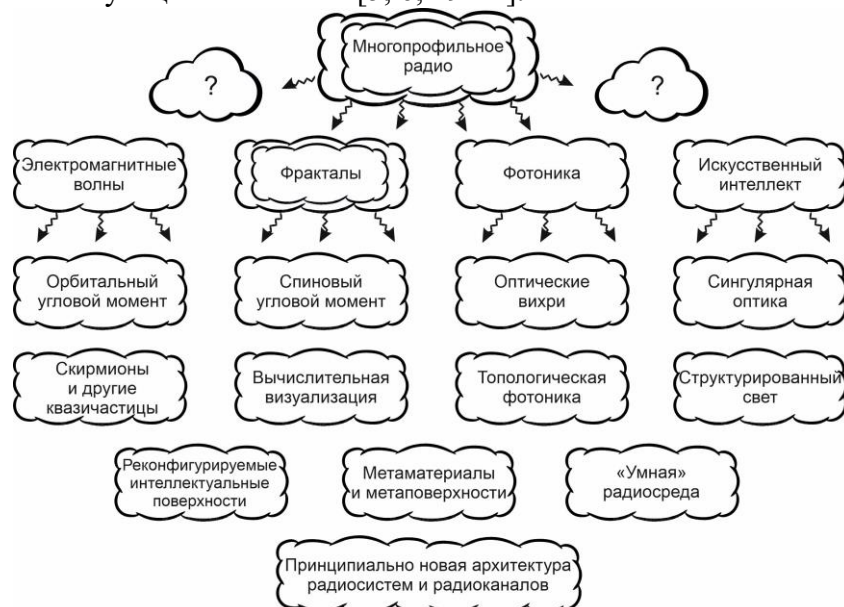


Рис. 1. Авторская парадигма «Многопрофильное радио» как фреймворк новых идей.

Сегменты или блоки второго ряда на рисунке 1 – общеизвестны. Данная статья охватывает отдельные составляющие следующих рядов 3 – 5. Конечная цель - Принципиально новая архитектура радиосистем и радиоканалов. Добавление новых сегментов в рисунок 1 не только возможно, но и крайне необходимо. Далее приведем тезисно несколько определений и графику в виде необходимых дорожных карт.

Сингулярная оптика - это раздел физики, который охватывает исследования структурированного света с локализованными и протяженными сингулярностями, такими как оптические вихри в скалярных оптических полях [22] и поляризационные сингулярности в векторных полях (рисунок 2). Любой свет имеет структуру, но только недавно стало возможным управлять им во всех его степенях свободы и измерениях, что способствует как фундаментальным достижениям, так и приложениям. Структурированный свет относится к произвольной настройке оптических полей во всех их степенях свободы (Degrees of freedom - DoF), от пространственных до временных.

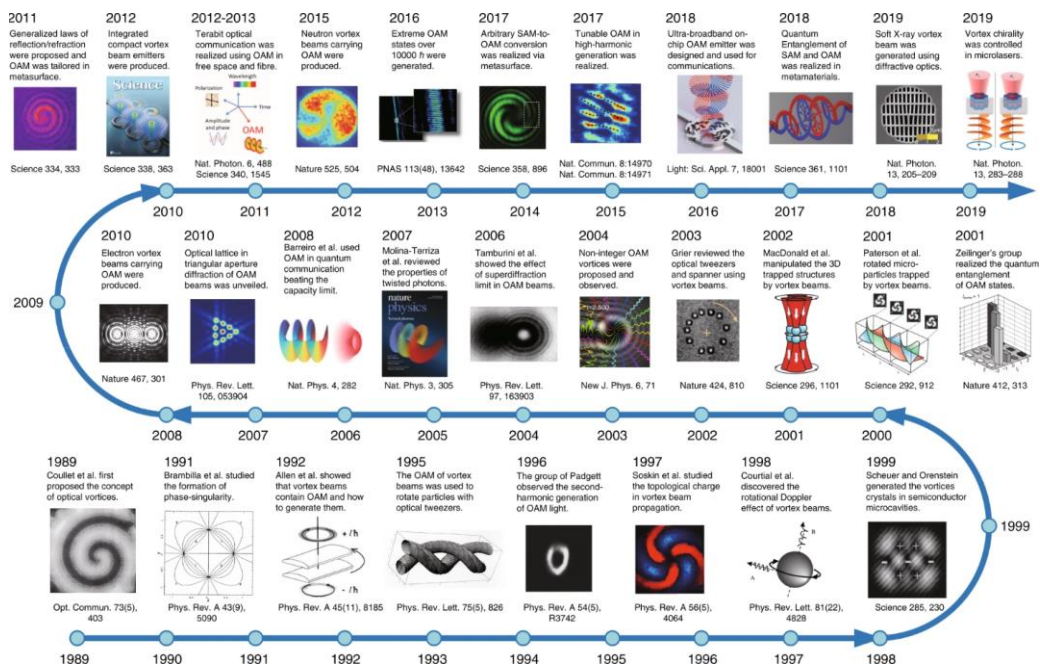


Рис. 2. Дорожная карта 30-летнего развития оптических вихрей с 1989 по 2019 гг. [22].

В статьях [23, 24] рассмотрены последние достижения в расширении границ структурированного света: от традиционных двумерных поперечных полей к четырехмерному пространственно-временному структурированному свету и многомерным квантовым состояниям, за пределы орбитального углового момента к управлению всеми степенями свободы и за пределы линейного инструментария, включающего нелинейные взаимодействия, особенно для структурированного света с высокой гармоникой – рисунок 3 [24].

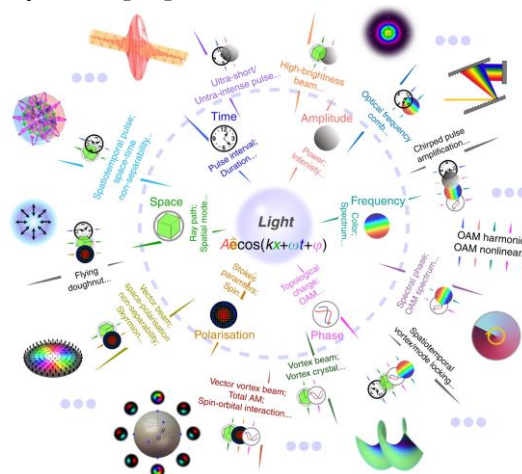


Рис. 3. Потенциальные степени свободы света для управления [24].

Дифракционные оптические элементы (diffractive optical elements - DOEs) - это устройства сложной конструкции, предназначенные для манипулирования световыми полями путем точного изменения их волновых фронтов (рисунок 4 [25]). Микро-DOE и метаповерхности сегодня готовы пересечься с передовыми технологиями, такими как глубокое обучение, квантовая оптика и топологическая оптимизация, что станет катализатором появления новых парадигм в области обработки информации.

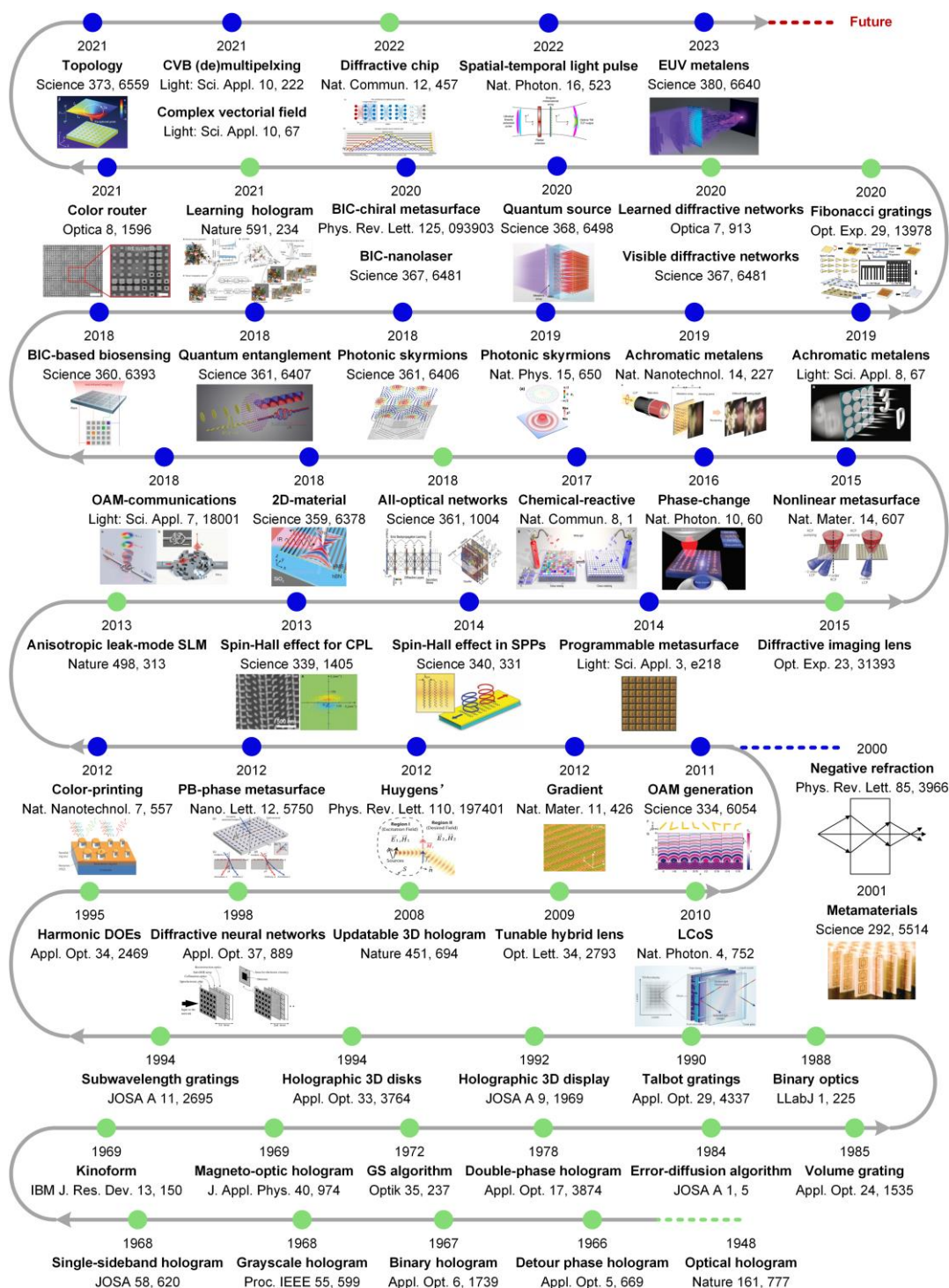


Рис. 4. Дорожная карта, отражающая 75-летний прогресс DOE с 1948 по 2023 гг., с акцентом на ключевые теоретические и технические прорывы и со ссылками на наиболее значительные работы [25].

Оптические вихри и векторные пучки являются наиболее известными примерами структурированных световых полей. Такие оптические пучки могут обладать уникальными характеристиками, такими как кольцевая пространственная форма и орбитальный угловой момент (orbital angular momentum - OAM), характеристики, которые могут быть изменены путем пространственного изменения их амплитуды, фазы и поляризации (см. далее).

Оптические скирмионы, которые представляют собой топологические квазичастицы с нетривиальными электромагнитными текстурами (часто – фрактальными), в последнее время вызывают растущий исследовательский интерес из-за их потенциала в различных приложениях (подробно о них – ниже в статье).

Современная вычислительная визуализация объединяет оптику, информатику и вычислительные методы для улучшения того, как мы принимаем и интерпретируем визуальную информацию. Используя вычислительную визуализацию, можно спроектировать систему для получения таких оптических измерений, на основе которых можно обеспечить изображения с информационным содержанием, превосходящим физические ограничения традиционной оптики (в данном случае ситуация в каком-то смысле подобна авторским топологическим фрактальным обнаружителям [26-28]).

«Умная» или Интеллектуальная радиосреда - это беспроводная среда, которая превращается в интеллектуальное реконфигурируемое пространство и играет активную роль в передаче и обработке информации и делает более надежным обмен данными между передатчиками и приемниками. Концепция «умных» радиосред не ограничивается улучшением беспроводной связи, а направлена на создание по-настоящему распределенной интеллектуальной платформы *беспроводной связи, зондирования и вычислений*, которая соединяет физический и цифровой миры.

В таблице 1 показаны физические свойства ЭМВ и универсальность топологии фрактальных множеств [2-16, 21, 26-28], и их совместное потенциальное использование с точки зрения *многопрофильного радио*, а также НИИ и ВУЗы, с которыми работал автор с 1979 г. в ИРЭ АН СССР (ИРЭ РАН).

Читателю следует учесть, что содержание таблицы 1 значительно расширилось по сравнению с [4, 5] после обстоятельных бесед и переписок с коллегами и учениками и уже достаточно прочно утвердилось в научной среде, что и побудило автора поместить ее (Таблицу 1) в данной работе.

Таблица 1. Физические свойства ЭМВ вкупе с фрактальной топологией и их использование для многопрофильного радио [2-16, 21, 26-28]

Физические свойства / направления	Применение	Примечание
1	2	3
ТТФО сигналов и полей (учет эредитарности (памяти), негауссовости и скейлинга), фрактальное кодирование (НАЧАЛО - XX в.)	ЭМВ и акустика, РЛС, радиометрия, БПЛА, РСА, машиноведение, материаловедение, нанотехнологии, медицина, биология, зондирование, связь, экономика, логистика, динамический хаос, большие данные	ИРЭ АН СССР, ИРЭ РАН, - А.А. Потапов
Неэнергетические текстурные и фрактальные обнаружители сверхслабых сигналов (размерность D , показатели Херста и Гельдера, лакунарность, стохастический авторегрессионный синтез и т.д.)	Новые размерностные и топологические (а не энергетические!) признаки или инварианты (сигнатуры), топология выборки, нечеткие множества, искусственный интеллект	НАЧАЛО - 1979 г. и так далее в БУДУЩЕЕ , ИРЭ АН СССР, ИРЭ РАН, - А.А. Потапов

Продолжение Таблицы 1

1	2	3
Распространение и дифракция волн во фрактальных и турбулентных средах, теория катастроф в волновой физике, стохастические уравнения с дробными операторами, интеграл Фейнмана по траекториям, асимптотики и т.п.	Рассеяние волн фрактальной поверхностью (функции когерентности, спеклы, вариации ЭПР, индикатрисы, странные аттракторы, время предсказания), фрактальные флуктуации волн (тропосфера, ионосфера – эльфы, джеты, спрайты), солитоны	ИРЭ АН СССР, ИРЭ РАН, Технион (Хайфа), ВНИИОФИ, - А.А. Потапов
Фрактальные антенны, хиральные среды, антенные решетки для ММО, фрактальные лабиринты, экраны из метаматериала для развязки антенн [29]	Широкополосность или многодиапазонность, вариации ЭПР, рост фрактальных структур и границ, оригами и т.п.	ИРЭ РАН, ЦКБ «Алмаз», ВГУ, МФТИ, МИРЭА, ЛЭТИ, ПГУТИ, ННГУ, НГТУ, - А.А. Потапов
Фрактальные элементы, датчики, селективные и поглощающие материалы, устройства и системы	Фрактальный генератор, фрактальные фильтры, новые материалы, мемристор, отрицательный конденсатор, фрактальные межфазные границы, магнитные фазовые переходы, мезопористые ферромагнитные материалы [30], регуляторы дробного порядка, МЭМС, наноразмерные покрытия с фрактальной топологией [18] и т.д.	ИРЭ РАН, МГТУ, МАМИ, ЛЭТИ, ИжГТУ, КАИ, ННГУ, ИМХ РАН, НГТУ, УГАТУ, ИПМА КБНЦ РАН, - А.А. Потапов
Фрактальные РЛС и фрактально-частотные ММО-системы	Многочастотная работа и др. режимы и варианты, нелинейная радиолокация	ИРЭ РАН, - А.А. Потапов
Фрактальные сигналы, помехи и степенные шумовые процессы	Простые и сложные сигналы, хаотические сигналы, H - сигналы, ФБД (fBm), фликкер-шум (доклад на семинаре С.М. Рытова по флуктуационным явлениям в ИФА РАН)	ИРЭ АН СССР, ИРЭ РАН, - А.А. Потапов
Фрактальная электродинамика и фрактальные импедансы, нелинейная электродинамика, хиральные наноструктуры на основе ДНК-оригами [31]	Уравнения Максвелла, волновое уравнение [32, 33], фрактальный конденсатор, исследование дробных операторов и полей [34]	ИРЭ АН СССР, ИРЭ РАН, МГУ, МФТИ, ПГУТИ, ДаГТУ, ИПМА КБНЦ РАН, - А.А. Потапов
Фрактальное комплексирование и ФПС, формирование портретов сложных объектов [17]	Оптика, ММВ, СМВ, РЛИ, РСА. - Патент	ИРЭ АН СССР, ВВА ВВС, ИРЭ РАН, - А.А. Потапов
Фрактально-скейлинговая или масштабно-инвариантная радиолокация; активно-пассивная радиолокация; преобразование Радона в РЛС (<i>впервые в мире</i>)	Полные ансамбли текстурных и фрактальных признаков и кепстры, словари фрактальных признаков, впервые введенные автором. - Патент	ИРЭ РАН, ЦКБ «Алмаз» (пр. Радона в РЛС); (уравнение радиолокации для фрактальных целей), - А.А. Потапов
Фрактальный инжиниринг: фрактальная радиоэлектроника, фрактальная радиофизика, фрактальная радиотехника и т.д.	Все сделанное выше по фракталам и БУДУЩЕЕ	ИРЭ РАН, - А.А. Потапов

1	2	3
Теория игр, теория управления, фрактальная геометрия пространства-времени, фрактальные квантовые поля (дробные уравнения и операторы)	Дробные уравнения и операторы, дробные функции Грина, отрицательные фрактальные размерности Хаусдорфа-Коломбо D (теория) [35-39] и т.д.	ИРЭ РАН, Технион (Хайфа), ВНИИОФИ, - А.А. Потапов
Фотоника / радиопотоника и другие исследования; участие в разнообразных международных конференциях, выпуск высокорейтинговых статей и монографий [40]	Обработка сигналов и полей, метаповерхности, нулевое обратное рассеяние, мультиполи, управление рассеянием света, численное моделирование, поверочные эксперименты на СВЧ, искусственный интеллект, новые классы антенн, оптомеханика кремниевых волноводов и резонаторов и т.д.	ИРЭ РАН, Джинанский университет (Гуанчжоу, Китай) - Совместная китайско-российская лаборатория информационных технологий и фрактальной обработки сигналов (с 2011 г.), - А.А. Потапов

В Таблице 1: ТТФО – топологическая текстурно-фрактальная обработка, ФБД (fBm) – фрактальное (обобщенное) броуновское движение, ФПС – введенные авторами в [41] новые фрактально-поляризационные сигнатуры.

Таким образом, это концептуальный документ (рисунок 1 и таблица 1), в котором сжато излагается авторская парадигма принципиально новой архитектуры радиосистем и радиоканалов (т.е. «Многопрофильное радио») на основе дорожных карт «Фракталы», «Фотоника» и «Искусственный интеллект» [2-7].

3. ПАРАДИГМА ЯПОНСКИХ АВТОРОВ «МНОГООБРАЗНОЕ РАДИО»

В эпоху 6G появятся разнообразные варианты использования, и придется удовлетворять экстремальные требования. Эта тенденция будет стимулировать использование более сложных технологий беспроводной передачи, и ожидается полное освоение диапазона частот суб-ТГц [15]. Укороченные длины волн радиочастот и антенны с большой апертурой расширят зону ближнего поля до сотен метров, что позволит усилить разработанное управление лучом, которое может использовать явления ближнего поля ЭМВ [42].

Программируемые метаматериалы, МП и/или RIS делают возможным манипулирование ЭМВ и обеспечивают более индивидуальное управление лучом (см., например [5, 19, 20, 43]).

Использование более высоких частотных диапазонов открывает новые возможности для высокотехнологичного использования физических свойств ЭМВ, таких как искривленное распространение, недифракционное распространение и ОАМ. Являясь независимым физическим ресурсом в ЭМВ, ОАМ может обеспечить новое измерение беспроводной связи, которая служит одной из потенциальных ключевых технологий для мобильной связи 6G. Интересно, что даже один фотон может переносить ОАМ. Технологии управления оптическими волнами, использующие физические свойства световых волн [22, 24] (рисунки 2 и 3), могут быть применимы и для манипулирования радиоволнами. В [1] эта новая концепция, которая в полной мере использует такие физические свойства, названа как «*Multishape radio - Многообразное радио*».

В Таблице 2 представлены репрезентативные физические свойства ЭМВ и их потенциальное использование с точки зрения многообразного радио [1]. Изогнутая радиоволна характеризуется асимметричным распределением боковых лепестков с искривленной траекторией. Она может использоваться для беспроводных передач без

помех, используя область, свободную от боковых лепестков. При переносе ОАМ радиоволна имеет уникальный кольцевой профиль интенсивности со спиральным фазовым фронтом, который может использоваться для радиопередач с высокой емкостью, используя ортогональные свойства среди различных режимов ОАМ [5]. Недифракционная радиоволна имеет недисперсионное распространение до определенного расстояния, поэтому ее можно использовать для одновременной передачи информации и мощности, поскольку транспортируемая энергия фокусируется. Внезапно возникающая волна может увеличить емкость на единицу площади, поскольку пространственные помехи уменьшаются [22].

Таблица 2. Физические свойства электромагнитных волн и их использование для многообразного радио [1].

Физические свойства	Примеры	Применение
Изогнутая радиоволна с асимметричным боковым лепестком	Волна Эйри	Беспроводная передача без помех Слежение, обход препятствий
Радиоволна со спиральным фазовым фронтом	Волна орбитального углового момента (ОАМ)	Высокопроизводительная беспроводная передача
Недифракционная радиоволна	Волна Бесселя	Одновременная беспроводная передача информации и энергии
Внезапно появившаяся радиоволна	Резко автофокусирующая волна	Увеличенная производительность на единицу площади, массивная передача данных

а. Беспроводная передача данных без помех с использованием волны Эйри

Для доказательства концепции многообразного радио в качестве репрезентативного случая исследуется волна Эйри, которая обладает уникальной особенностью искривленного распространения с асимметричным распределением боковых лепестков [1]. Волна Эйри задается уравнением параксиальной волны в форме [44]:

$$\psi(s, z) = \text{Ai} \left(\gamma s - \frac{\gamma^4 z^2}{4k_0^2} + i \frac{\alpha \gamma z}{k_0} \right) \exp \left[i \phi(s, z) + \alpha \left(s - \frac{\gamma^3 z^2}{2k_0^2} \right) \right]. \quad (1)$$

В формуле (1) Ai , s , z , k_0 , γ - функция Эйри, поперечные координаты, расстояние, волновое число, параметр масштаба соответственно, $\phi = (\gamma^2 z / (2k)) (\gamma s - \gamma^4 z^2 / (6k^2) + \alpha^2 / \gamma^2)$ - накопленная фаза во время распространения и α - коэффициент усечения пучка Эйри, что сохраняет его полную мощность $P = \exp[(2/3)(\alpha / \gamma)^3] / \sqrt{8\pi\alpha\gamma}$ конечной.

Преобразование Фурье решения волны Эйри задается гауссовым пучком с дополнительной кубической фазой:

$$\tilde{\psi}(k) = \gamma^{-1} \exp \left[i(k + i\alpha)^3 / (3\gamma^3) \right]. \quad (2)$$

Далее рассматривается усеченная волна Эйри с конечной энергией, поскольку идеальная волна Эйри потребляет бесконечную энергию. Рисунок 5а иллюстрирует профиль распространения одномерной волны Эйри с конечной энергией. Она имеет следующие уникальные характеристики: 1) ее распространение показывает изогнутую траекторию; 2) ее боковой лепесток появляется только с одной стороны (sidelobe-appearing region - область появления бокового лепестка), а область без бокового

лепестка образуется с другой стороны (sidelobe-free region - область без бокового лепестка).

В [1] подтверждается первая характеристика, используя суб-ТГц частотный диапазон, и используется вторая характеристика для проведения беспроводной передачи без помех.

б. Экспериментальное исследование. Конструкция антенны

Антенна спроектирована в $\mathbf{k}$ -пространстве с помощью кубической фазовой манипуляции [44]. Использована техника 3D-печати для изготовления антенны, как показано в [45]. Начальное условие волны Эйри с конечной энергией, когда $z = 0$, упрощается как $\psi(s, 0) = \text{Ai}(s)\exp(\alpha s)$ из уравнения (1). Здесь $\phi(s, 0) = 0$, а $\gamma = 1$ для упрощения. Тогда спектр Фурье в $\mathbf{k}$ -пространстве получается как [45]:

$$\tilde{\psi}(k) = \exp(-ak^2) \exp[i\beta(k^3 - 3\alpha^2 k - i\alpha^3)/3], \quad (3)$$

где β - параметр масштабирования для изготовления.

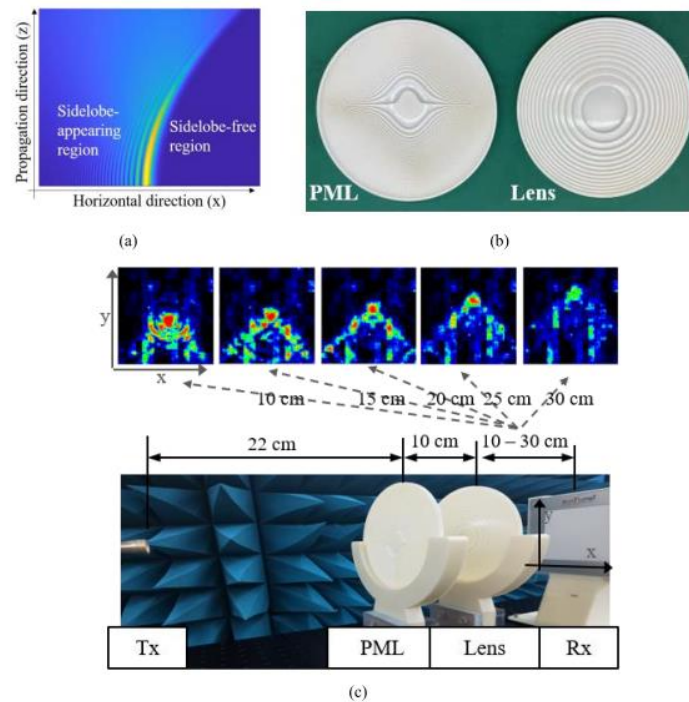


Рис. 5. (а) Распространение волны Эйри с конечной энергией, (б) линзовая антенна с кубической фазовой модуляцией PML и линзовая антенна FT (Lens), (с) экспериментальная установка и профиль волны Эйри, сохраняющий форму [1].

Двумерную волну Эйри с конечной энергией можно получить, приняв $\mathbf{k}$ -пространство как (k_x, k_y) , тогда

$$\tilde{\psi}(k) = \exp(-a(k_x^2 + k_y^2)) \exp[i\beta((k_x^3 + k_y^3) - 3\alpha^2(k_x + k_y) - i\alpha^3)/3]. \quad (4)$$

Это указывает на то, что волна Эйри с конечной энергией в $\mathbf{k}$ -пространстве может быть сгенерирована путем введения кубического фазового члена $\exp[i\beta((k_x^3 + k_y^3) - 3\alpha^2(k_x + k_y) - i\alpha^3)/3]$ в гауссов пучок $\exp(-a(k_x^2 + k_y^2))$. Затем сгенерированная волна в $\mathbf{k}$ -пространстве преобразуется в волну Эйри с конечной энергией в реальном пространстве путем проведения преобразования Фурье (Fourier transform - FT). Линзовая антенна FT, созданная в $\mathbf{k}$ -пространстве с фазовым профилем, заданным как $\exp(-k_0^2(k_x^2 + k_y^2)/2f)$, проводит FT, здесь f - фокусное расстояние.

На рисунке 5*б* показаны спроектированные и изготовленные антенны. Левая - это линзовая антенна с кубической фазовой модуляцией (phase modulation lens - PML), $\beta = 0,0045$. Правая - это линзовая антенна FT с фокусным расстоянием 10 см. Фазовая модуляция осуществляется путем управления глубиной рельефа антенны с использованием разности фаз ЭМВ, проходящих через воздух и антенну. Центральная частота 145 ГГц, диаметры обеих антенн составляли 15 см.

в. Эксперименты по беспроводной передаче данных без помех

В качестве примера многообразного радио в [1] использовали характеристики волны Эйри с конечной энергией для беспроводных передач без помех. Утверждается, что эта работа является первым экспериментальным подтверждением того, что волны Эйри могут использоваться для беспроводных передач без помех.

На рисунке 6*а* показана экспериментальная установка. Были сгенерировали две волны Эйри с конечной энергией. Чтобы подтвердить передачу без помех, повернули направления PML так, чтобы боковые лепестки волн Эйри с конечной энергией, переданных Tx № 1 и Tx № 2, появились на их соответствующих внешних сторонах.

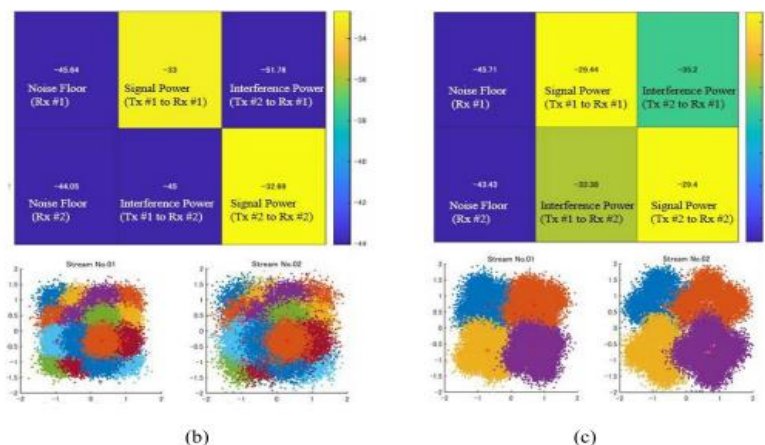
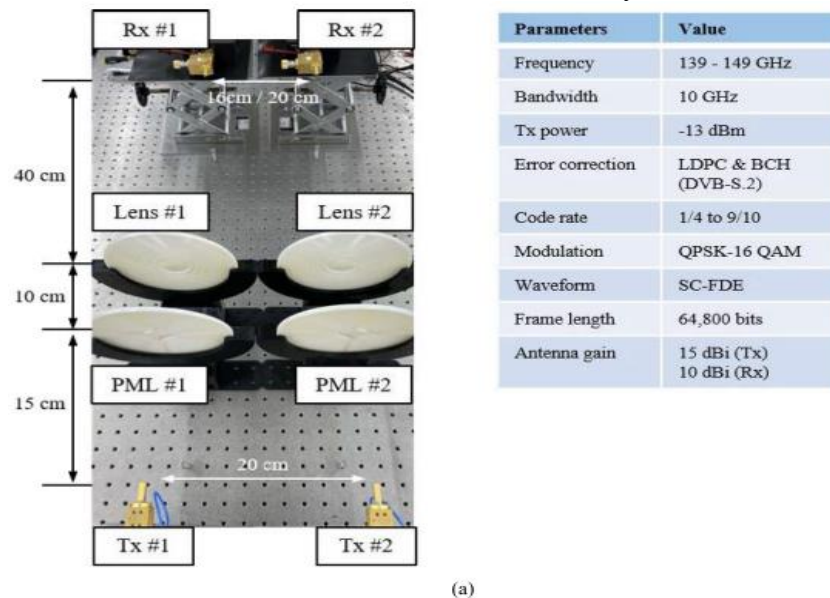


Рис. 6. (а) Экспериментальная установка и параметры; (б) мощность сигнала, мощность помех, коэффициент шума (вверху, дБм) и созвездия (внизу) параллельных передач с использованием волны Эйри с конечной энергией; (с) мощность сигнала, мощность помех, коэффициент шума (вверху, дБм) и созвездия (внизу) параллельных передач без использования волны Эйри с конечной энергией [1].

На рисунке 6b и рисунке 6c показаны экспериментальные результаты параллельной передачи с использованием и без использования волн Эйри с конечной энергией. В последнем случае авторы [1] удалили все линзы PML и FT. Две приемные антенны Rx находились на расстоянии 20 см друг от друга в обоих случаях. Уровни помех были ниже, чем уровни шума, когда использовали волны Эйри с конечной энергией, как показано на рисунке 6b.

Это указывает на успешную беспроводную передачу без вредных помех между двумя сигналами. Однако уровни помех были примерно на 10 дБ выше, чем уровни шума, когда авторы не использовали волны Эйри с конечной энергией, поскольку два сигнала мешали друг другу, как показано на рисунке 6c. Общая скорость передачи для обоих случаев составила 46,67 Гбит/с при 16 модуляций QAM и 25,33 Гбит/с при модуляции QPSK соответственно.

г. Эксперименты по помехоустойчивой беспроводной передаче с учетом искривленной траектории волны Эйри

В [1] также провели эксперименты, чтобы дополнительно изучить возможность беспроводной передачи без помех с помощью изогнутой траектории. Было установлено расстояние 16 см между двумя антеннами Rx, учитывая траекторию волн Эйри, генерируемых разработанными антеннами. Обнаружены тенденции помех, аналогичные данным рисунка 6b и рисунка 6c. В частности, помехи при использовании волн Эйри с конечной энергией были ниже, чем уровень шума, тогда как помехи при отсутствии использования волн Эйри были примерно на 10 дБ выше, чем уровень шума. Достигнуты общие скорости передачи 50 Гбит/с и 25,33 Гбит/с соответственно. Немного более высокая скорость передачи была получена при использовании волн Эйри с конечной энергией, поскольку главный лепесток волн Эйри с конечной энергией становится ближе из-за своей изогнутой траектории.

Результаты указывают на возможность использования волн Эйри с конечной энергией для беспроводной передачи без помех. Это особенно полезно для беспроводных передач, которые используют суб-ТГц частоты, поскольку можно достичь большой пропускной способности без сложной оценки канала и эквализации в массивах MIMO.

В итоге авторы [1] утверждают, что ими представлена новая парадигма «multishape radio», использующая физические свойства ЭМВ, которые еще не используются активно. Исследованы характеристики волны Эйри, которая показывает изогнутое распространение с асимметричным распределением боковых лепестков. Эксперименты показали, что волны Эйри с конечной энергией могут обеспечить параллельную передачу нескольких потоков, не вызывая вредных помех. Будущая работа авторов [1] будет посвящена исследованию использования изогнутой траектории волны Эйри и различных исследований ее осуществимости с использованием других физических свойств ЭМВ.

4. ВИХРЕВЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ВОЛНЫ

ЭМВ переносят как энергию, так и импульс, где импульс состоит из линейного импульса и углового импульса. В частности, угловой импульс имеет аддитивную составляющую, связанную с поляризацией, спиновый угловой момент (spin angular momentum - SAM), и еще одну, связанную с пространственным распределением, которая называется орбитальным угловым моментом (orbital angular momentum - OAM) [5, 22]. В 1992 г. впервые объединили концепцию OAM с идеей оптического вихря [46]: в оптическом вихре плоскости постоянной фазы электрических и магнитных векторных полей образуют штопор или геликоид, движущийся в направлении распространения.

Вихрь характеризуется числом, называемым топологическим зарядом (ТЗ) l , указывающим количество поворотов, которые свет совершает за одну длину волны. Тогда фазовая структура предложенных вихревых пучков равна $\exp(il\phi)$ - фактор Гильберта, ϕ - азимутальный угол. Чем больше количество поворотов, тем быстрее вращается свет вокруг оси. ЭМВ с ОАМ, называются *вихревыми ЭМВ* (рисунок 7 [22]).

ОАМ является фундаментальной характеристикой ЭМВ на всех частотах. Он не ограничивается оптическим диапазоном и может генерироваться также в радиодиапазоне. Являясь независимым физическим ресурсом в ЭМВ, ОАМ может обеспечить новое измерение в беспроводных коммуникациях, которые служат потенциальными ключевыми технологиями для мобильной связи 6G, MIMO и mMIMO. Для светового луча вращающаяся поляризация приводит к SAM, а вращающийся волновой фронт - к ОАМ.

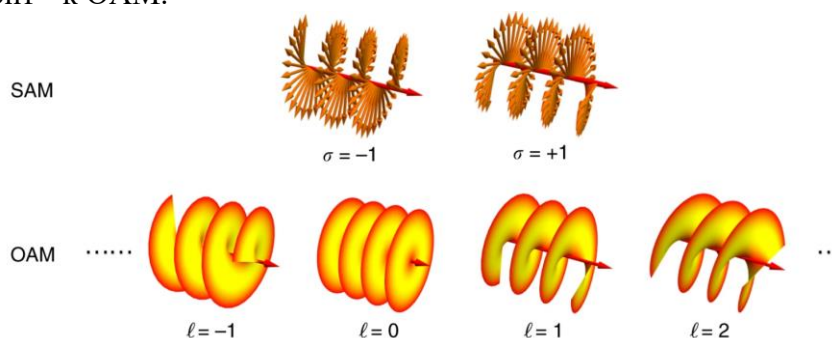


Рис. 7. Фазовые распределения для различных собственных состояний ОАМ и поляризации (правая и левая круговая поляризация) для двух собственных состояний SAM; параметр спиральности, т. е. степень круговой поляризации $\sigma = +1(-1)$ и 0 соответствуют левому (правому) круговому поляризованному свету и линейно поляризованному свету соответственно [22].

Технологии управления оптическими волнами, использующие физические свойства световых волн [22] (рисунок 2), могут быть применимы и для манипулирования радиоволнами. Как правило, ТЗ вихревого луча является целым числом или дробью, причем последняя называется *дробным вихревым лучом* (fractional vortex beam - FVB). Оптические вихри целочисленного порядка с различными ТЗ по своей природе ортогональны друг другу, что обеспечивает дополнительные степени свободы в оптической связи, а сочетание ее с длиной волны, поляризацией и пространственным положением может еще больше повысить коммуникационную способность [47].

В последние годы было продемонстрировано, что системы связи на основе FVB улучшают как пропускную способность, так и скорость передачи информации, вызывая все больший интерес. Экспериментальные результаты показывают, что предложенный в [47] метод позволяет обнаруживать в режиме реального времени дробные вихри со значениями ТЗ в диапазоне от -6 до 6 . Минимальный различимый интервал между соседними модами составляет $0,01$, ошибка обнаружения составляет менее $0,005$. В качестве примера в [47] была успешно реализована *дробно-вихревая система передачи информации* со сверхвысоким разрешением в режиме реального времени - рисунок 8.

Костяная письменность оракула возникла во времена династий Шан и Чжоу, более 3200 лет назад. Из-за сложных штрихов и трудности письма был постепенно выведен из употребления. Тридцать распространенных костных скриптов оракула распространялись (рисунок 8) с использованием дробных топологических зарядов в диапазоне от $0,40$ до $0,69$ [47].

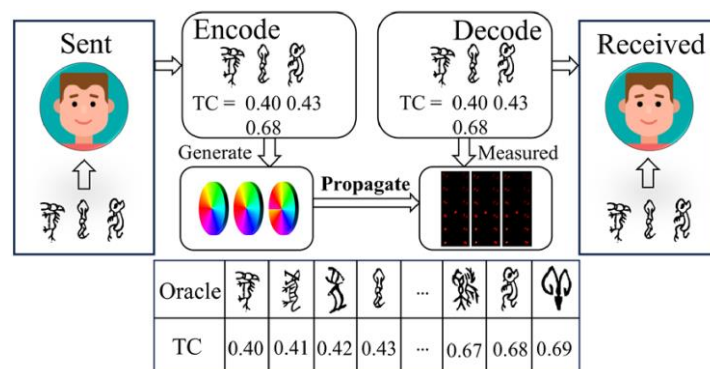


Рис. 8. Схема кодирования и передачи информации с использованием FVBs [47].

5. СИНГУЛЯРНОСТЬ И ТОПОЛОГИЧЕСКИЙ ЗАРЯД

В отличие от плоских волн, оптические вихри обладают фазовыми сингулярностями и спиральными волновыми фронтами. Характерные свойства вихрей в основном связаны с топологической фазовой структурой [22]. В начале 1970-х годов, до того, как оптические вихри были впервые обнаружены, топологическая структура в волновой фазе уже изучалась. Нью J.F. и Берри M.V. продемонстрировали [48], что волновые цепи с дислокациями могут вызывать вихревую структуру, где сингулярность определена из волнового уравнения, что заложило основу для изучения вихрей в воздухе, воде и световых волнах, подтолкнув открытие оптических вихрей. Заметим, что Берри M.V. имеет большие заслуги в теории дифракции на фракталах (см. статью [49]).

Чтобы понять глубокую топологию простым способом, мы можем обратиться к знакомому произведению искусства, демонстрирующему похожую структуру [22]. Картина Эшера «Восхождение и спуск» показывает невозможный сценарий, в котором лестницы поднимаются по часовой стрелке, но имеют бесшовную соединение со своим источником после кругового обхода, что является художественной реализацией Лестницы Пенроуза [50] - рисунок 9. Эта структура невозможна в реальном пространстве, но возможна в фазовом пространстве. Если фазовый угол непрерывно увеличивается по часовой стрелке по замкнутому контуру от 0 до $2\pi l$ и возвращается к началу координат, где целое число l , как сказано выше, обозначает ТЗ или *индексом моды*, то нулевой угол в точности равен $2\pi l$, образуя непрерывное распределение фазы вдоль замкнутой петли, похожее на топологию известной ленты Мёбиуса [51].

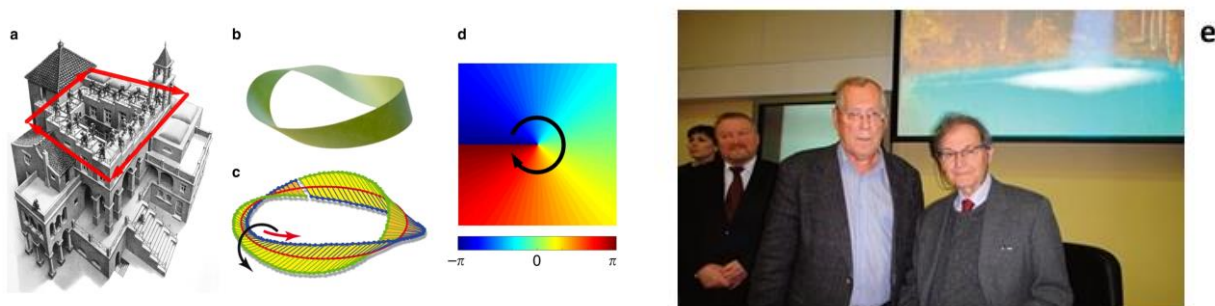


Рис. 9. (a) Топологическая структура лестницы Пенроуза; (b, c) лента Мёбиуса; (d) фаза вихревого солитона изоморфна, т.е. физическая величина (смещение или угол) непрерывно увеличивается по замкнутому контуру и точно совпадает с началом координат после кругового пути [22]; (e) встреча и беседа автора с членом Лондонского королевского общества сэром Роджером Пенроузом (Oxford University) после его лекции «Красота и сила комплексных чисел и их роль в развитии твисторной теории», 2013 г. (Р. Пенроуз - лауреат Нобелевской премии по физике 2020) - Архив автора.

Центральное пятно замкнутой петли, в котором фаза не может быть определена, является фазовой сингулярностью. Опять заметим, что как мне лично рассказывал Р. Пенроуз при нашей встрече (рисунок 9), он тоже занимался и весьма успешно теорией фракталов.

Определение ТЗ сингулярности для распределения фазы ϕ дается следующим образом:

$$l = \frac{1}{2\pi} \times \oint_C \nabla \phi(\vec{r}) d\vec{r}, \quad (5)$$

где C - крошечная замкнутая петля, окружающая сингулярность.

Фазовая сингулярность с определенным ТЗ является представлением очень простого вихревого солитона, но действует как важный единичный элемент, поскольку более сложные гидродинамические вихри с хаосом, фракталами, аттракторами и турбулентностью можно рассматривать как комбинацию множества различных сингулярностей. Заметим, что существует множество морфологий нелучевого пространственного распределения оптических вихрей с *фрактальностью сингулярностей*.

6. НЕКОТОРЫЕ СВОЙСТВА ВИХРЕВЫХ ПУЧКОВ

Кратко рассмотрим некоторые свойства вихревых пучков (ВП), следуя [22]. Отражение ВП в общем случае не удовлетворяет классическому закону отражения, т.е. углу падения θ_i не равен углу отражения θ_r . Вместо этого отраженный свет имеет эффект пространственного отклонения, связанный с ОАМ ВП (рисунок 10a). Разница между θ_i и θ_r относится к ОАМ луча, подчиняясь обобщенному закону отражения

$$\sin \theta_r - \sin \theta_i = \frac{\lambda}{2\pi n} \frac{d\phi}{dx}, \quad (6)$$

где λ и ϕ - длина волны и фаза светового пучка соответственно, n - показатель преломления среды. Кроме того, преломление ВП не удовлетворяет закону Снеллиуса, т.е. $n_t \sin \theta_t \neq n_i \sin \theta_i$. Рефракция связана не только с углами падения и преломления (θ_i и θ_t) и показателями преломления, но и с ОАМ, подчиняясь обобщенному закону преломления

$$\sin \theta_t n_t - \sin \theta_i n_i = \frac{\lambda}{2\pi} \frac{d\phi}{dx}. \quad (7)$$

Для обычных лазерных лучей интерференционная картина с равным наклоном - это равноотстоящие полосы, а для равной толщины интерференционная картина - это кольца Ньютона. Однако для ВП картина интерференции с равным наклоном с плоской волной представляет собой не равноотстоящие полосы, а полосы с бифуркацией в точке сингулярности вихря, и морфология бифуркации связана с ОАМ луча. Интерференционная картина равной толщины для ВП с плоской волной представляет собой не кольца Ньютона, а спиральные полосы, идущие наружу от сингулярности вихря, количество которых связано с ОАМ (рисунок 10b). Диаграмма самоинтерференции также может иметь некоторые полосы бифуркации. Эти специальные интерференционные полосы могут быть использованы в методах обнаружения и измерения вихрей. ВП обладают уникальными дифракционными свойствами, апертурные дифракционные картины которых связаны с фактическим ОАМ. С тех пор как в 2010 г. представили экзотическую решетчатую картину в дифракции ВП в дальнем поле с треугольной апертурой [52], она использовалась как эффективный метод обнаружения и измерения ОАМ фемтосекундных вихрей, вихрей с нецелым зарядом и эллиптических вихрей.

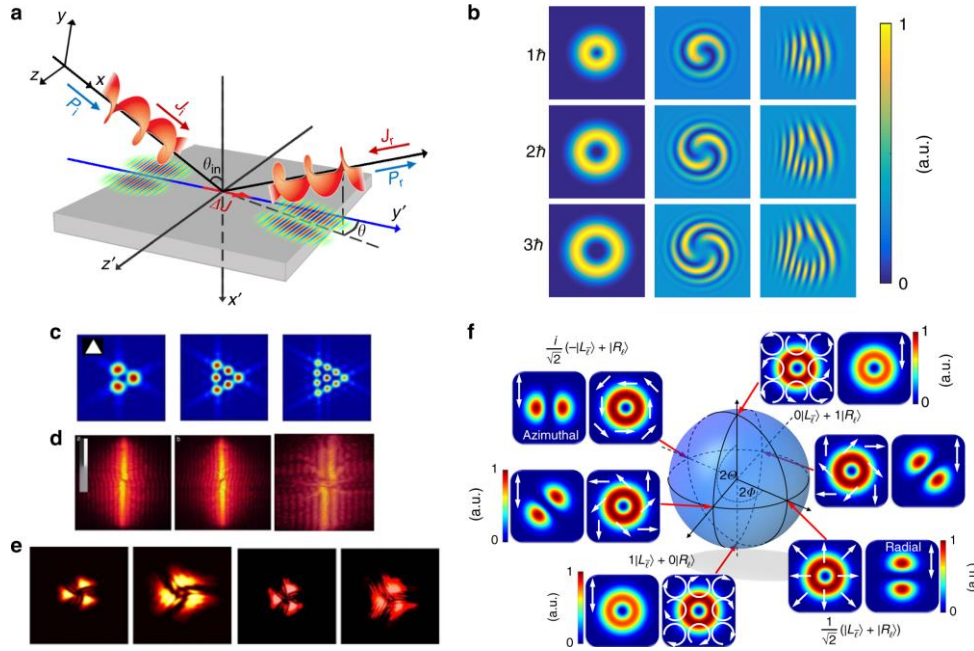


Рис. 10. Отражение, интерференция, дифракция и поляризация ВП: (а) аномальное отражение; (b) LG ВП с различными ТЗ (первая колонка) и соответствующими интерференционными картинками с когерентной планарной волной по оси (вторая колонка) и наклонной когерентной планарной волной (третья колонка); (с) дифракционные картины ВП в дальней зоне через треугольную апертуру и (d) одна щель; (е) дифракционная картина в ближней зоне ВП; (f) поляризационное распределение векторных ВП на сфере Пуанкаре HPS [22, 52-55].

Многие другие уникальные дифракционные картины в дальней зоне были исследованы на щели, затем на апертурах: квадрат, ромб, круг, внеосевое круглое отверстие, равнобедренная прямоугольная, секторный экран и т.д. Также была изучена френелевская дифракция ВП. Некоторые специальные ВП, такие как векторные и с геометрическими модами $SU(2)$, могут приводить к образованию специфических решетчатых структур в дифракционных картинах. Эти специальные дифракционные картины также могут быть использованы в методах обнаружения и измерения вихрей.

Поляризационные состояния обычных пучков могут быть представлены на сфере Пуанкаре. ВП могут иметь сложную поперечную структуру, включающую поляризационные вихри. В то время как большое внимание было сосредоточено на создании и детектировании скалярных оптических полей, векторные пучки только недавно нашли свое место в современной лаборатории. Объединив структурированную поляризацию с ВП, векторные ВП могут демонстрировать более удивительные свойства и более широкие приложения [53, 54]. Чтобы охарактеризовать классическое семейство векторных ВП, была предложена модель классической квантовой связи для представления цилиндрически поляризованных пучков на сфере Пуанкаре; затем эта модель была расширена до сферы Пуанкаре высшего порядка (high-order Poincaré sphere - HPS), которая может выявить преобразование SAM-OAM и более экзотические векторные пучки, включая радиальные и азимутальные поляризационные пучки (рисунок 10f). В эксперименте была реализована контролируемая генерация пучков HPS [55]. В качестве усовершенствованного формирования HPS теоретически была предложена сфера Пуанкаре гибридного порядка.

Классические моды Лагерра-Гаусса LG с круговой симметрией являются самыми ранними зарегистрированными ВП, несущими OAM и могут быть включены в общее

семейство мод Эрмита-Лагерра-Гаусса (HLG) с эллиптическими вихрями. Режим Инсе-Гаусса (IG) - собственная мода параксиального волнового уравнения, разделяемого в эллиптических координатах с решениями в виде многочленов Инса. Специальная суперпозиция этих мод может образовывать массив множественных сингулярностей с ОАМ, называемый спиральными модами IG (HIG). Для недифракционных ВП характерны моды Бесселя (круговые координаты) и моды Матье (эллиптические координаты). Геометрические моды SU(2) (GM) в резонаторе с вырожденной частотой (frequency-degenerate resonator - FDR). FDR - это резонатор, в котором отношение частот поперечных и продольных мод является простым рациональным числом, что позволяет получить лазерный волновой пакет в когерентном состоянии SU(2), связанном с периодической траекторией луча. В совокупности эти все эффекты могут еще больше обогатить различные области применения манипулирования структурированным светом. Все рассмотренные свойства ВП проиллюстрированы на рисунке 10 [22, 52-55].

7. СИСТЕМЫ КОММУНИКАЦИИ НА ОСНОВЕ МНОЖЕСТВА ЛУЧЕЙ ОАМ

Оптические и терагерцовые пучки ОАМ обладают огромным потенциалом для решения проблемы нехватки пропускной способности в высокоскоростной беспроводной связи (рисунок 11). Структурированные ЭМВ (рисунок 2), несущие ОАМ, интенсивно исследуются в различных частотных режимах для повышения пропускной способности систем связи путем мультиплексирования нескольких совместно распространяющихся ортогональных пучков ОАМ, т.е. мультиплексирование с разделением мод (mode-division multiplexing - MDM) [56]. При таком подходе множественные независимые несущие данные ОАМ-лучи могут быть эффективно мультиплексированы на передатчике, пространственно распространяться через одну и ту же среду и демультиплексироваться на приемнике, и все это с небольшими внутренними перекрестными помехами.

Как правило, пучки ОАМ характеризуются (а) спиральным фазовым фронтом, который «закручивается» при распространении, (б) индексом моды l (т.е. значениями моды ОАМ), который представляет собой количество фазовых сдвигов 2π в азимутальном направлении, и (с) кольцеобразным профилем интенсивности с центральным нулем и растущим размером кольца. Пучки ОАМ являются подмножеством полного пучка Лагерра-Гаусса модального базиса 2D ($LG_{l,p}$), который имеет два модальных индекса: (i) l представляет собой число 2π фазовых сдвигов в азимутальном направлении, что является порядком ОАМ, и (ii) $p + 1$ представляет количество колец концентрической интенсивности (рисунок 12 [56]).

Теоретически, моды 2D LG с различными значениями l и/или p ортогональны друг другу и образуют базисный набор 2D пространственных мод. В общем, структурированный пучок можно разложить на различные моды LG, каждая из которых имеет различный комплексный коэффициент. Коэффициенты мод LG могут образовывать комплексный модальный спектр 2D LG, где каждый коэффициент содержит как пространственную амплитудную, так и фазовую информацию. 2D набор LG-мод также может быть использован для MDM системы.

Пучки с ОАМ интенсивно исследуются для улучшения характеристик коммуникационных и информационных систем. В отличие от поляризации, базис ОАМ не ограничивается двумя ортогональными состояниями, а все состояния с отличающимися значениями ОАМ ортогональны друг другу (ОАМ имеет неограниченное количество ортогональных состояний). Последнее открывает возможность передачи большого объема информации, что позволяет значительно увеличить пропускную способность канала передачи данных.



Рис. 11. Концепция оптических систем связи в свободном пространстве (FSO) в различных сценариях: Различные сценарии имеют свои особенности и технические препятствия [©Optics & Photonics News, Optica, 2021]

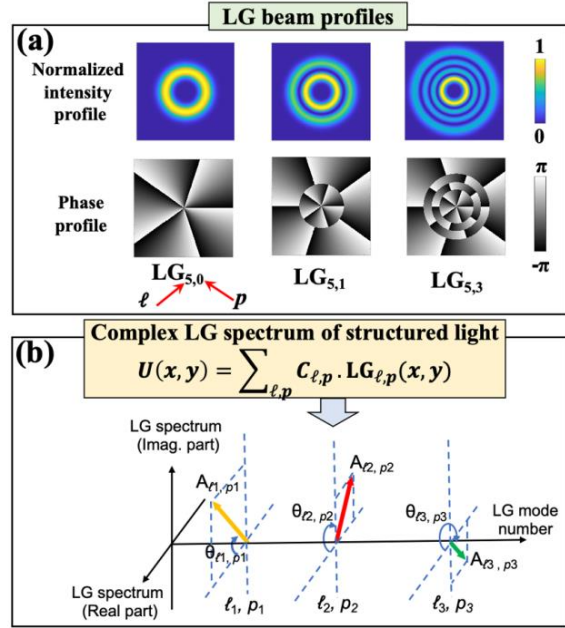


Рис. 12. (а) Интенсивность и фазовые профили пучков LG с различными параметрами индексов (l, p) . (б) Пространственно структурированный пучок может быть разложен на набор ортогональных LG-мод. Комплексные коэффициенты модальных компонентов формируют LG-модальный спектр [56].

Системные ухудшения для оптических и ТГц-коммуникаций на основе ОАМ с учетом расходимости пучка и искажения атмосферной турбулентностью представлены в [5, 56-58]. Книга [57] представляет собой углубленное введение в моделирование распространения на большие расстояния орбитальных мод углового момента (ОАМ), а также более общих структурированных световых лучей через атмосферную турбулентность.

8. ТГц СИСТЕМЫ КОММУНИКАЦИИ НА ОСНОВЕ МНОЖЕСТВА ЛУЧЕЙ ОАМ ПРИ ИЗМЕНЕНИИ ДВУХ РАЗЛИЧНЫХ МОДАЛЬНЫХ ИНДЕКСОВ

В статье [56] и обзоре [5] были представлены результаты эксперимента по мультиплексированию нескольких структурированных лучей для суб-ТГц беспроводной связи. Результаты экспериментов по мультиплексированию пучков суб-ТГц ОАМ ($LG_{l,p}$) при изменении двух различных модальных индексов (l и p) приводятся в [58]. По сравнению с MDM-системой, использующей 1D модальный базисный набор ОАМ (MDM-системы, использующие пучки ОАМ с изменяющимися только значениями l), использование 2D набора мод (использование пучков LG с изменяющимися как значениями l , так и p) может потенциально обеспечить больший набор ортогональных пучков и каналов данных для мультиплексирования. Экспериментально продемонстрирован канал с квадратурной фазовой манипуляцией (quadrature-phase-shift-keying - QPSK) на скорости 8 Гбит/с, содержащий два мультиплексированных режима LG на расстоянии более 40 см [58].

Концепция использования мультиплексирования LG лучей, в котором оба модальных индекса могут изменяться, для THz связи приведена на рисунке 13 [58]. Сначала на передатчике генерируются две гауссовы моды ($LG_{0,0}$), каждая из которых переносит независимый поток данных. Затем они проходят через два разных фазовых шаблона (phase patterns - PPs) для генерации различающихся LG-лучей ($LG_{i,j}$ и $LG_{m,n}$).

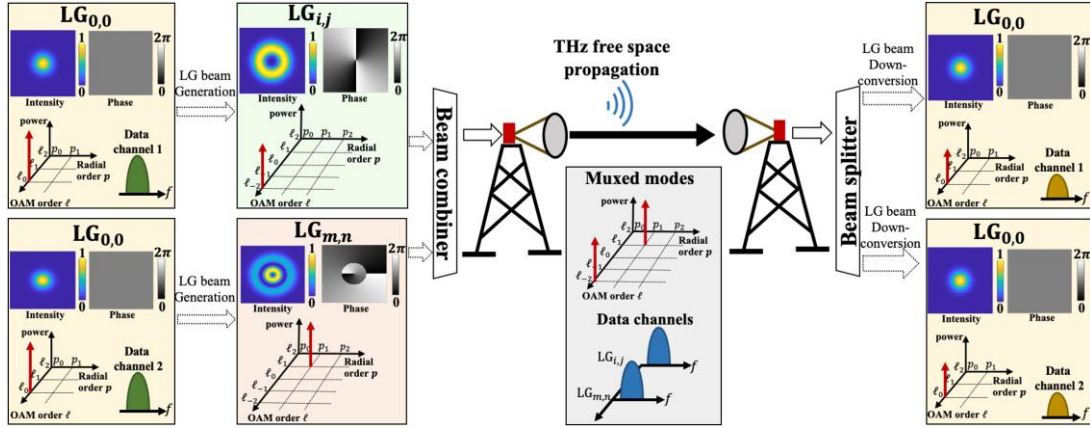


Рис. 13. Концепция MDM пучков, имеющих два разных модальных индекса LG [58].

Эти PP созданы таким образом, что два выходных THz-луча ортогональны друг другу и сохраняют свою ортогональность при распространении в свободном пространстве (при отсутствии турбулентности и других возмущений). Два LG-луча пространственно объединены и переданы через одну апертуру передатчика. Как можно видеть в 2D-модальном спектре THz-лучей, каждый луч имеет разные l и p индексы, что указывает на то, что MDM используется в 2D-модальном пространстве. На приемнике светоделитель создает две копии мультиплексированных ТГц-лучей. Наконец, после прохождения через соответствующие фазовые преобразователи PPs с понижением частоты, две моды LG преобразуются обратно в фундаментальную гауссову моду (т. е. $l=p=0$), чтобы обеспечить восстановление данных ТГц приемником. В [58] демонстрируем систему MDM ТГц на основе LG на несущей частоте 0,3 ТГц.

Концепция генерации и преобразования вниз ТГц LG мод подробно описана на рисунке 14a,b [58]. Решетка с периодической фазой вдоль одной оси и определенным углом дифракции может дифрагировать падающий гауссов пучок в наклонном направлении по сравнению с его осью распространения - рисунок 14a1. Этот угол дифракции θ_t соответствует периоду решетки. В нашем случае период решетки составляет 4,5 мм на горизонтальной оси, что дифрагирует луч 0,3 ТГц на угол дифракции $\sim 13^\circ$.

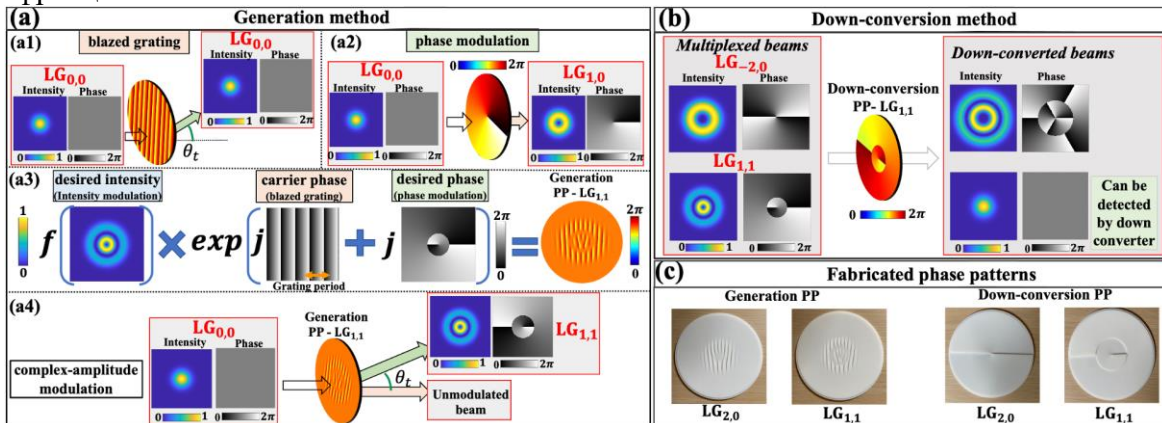


Рис. 14. (a) Генерационный подход создания LG-мод в ТГц-диапазоне частот [58].

Одним из простых способов создания спирально-фазированного луча является использование спиральных фазовых пластин (spiral phase plate - SPP) со спиральной поверхностью. Благодаря своей последующей спиральной фазовой структуре луч пространственно фазово-модулирован с коэффициентом $\exp(jl\theta)$ в азимутальном направлении, соответствующем его спроектированному порядку ОУМ (l) - рисунок 14a2. Для генерации LG-моды с высокой чистотой мод требуется комплексная амплитудная модуляция (т.е. модуляция как фазы, так и амплитуды). Используя только фазовый элемент и объединяя решетку и фазовую модуляцию, можно совместно модулировать фазу и амплитуду, тем самым генерируя ТГц LG-моды. В этом методе функция интенсивности желаемой LG-моды умножается на суперпозицию фаз, включая SPP и решетку - рисунок 14a3. Это приводит к амплитудной модуляции для порта входного гауссова пучка, который будет дифрагирован решеткой. Соответственно, на достаточном расстоянии от ПП и при определенном угле дифракции (например, 30 см и 13° для нашего случая соответственно), немодулированные нулевого порядка и модулированные (т. е. LG-моды) части разделяются, генерируется желаемая LG-мода, как показано на рисунке 14a4. Немодулированная часть пучка остается на той же оси.

Для преобразования сгенерированных ТГц LG-мод в гауссовы моды используется метод пространственной фазовой модуляции, как показано на рисунке 14b. Затем правильно спроектированный PP преобразует с понижением определенную LG-моду в гауссову моду для обнаружения ТГц-приемником. На рисунке 14c показаны изготовленные PP, которые используются для генерации и преобразования с понижением частоты мод $LG_{1,1}$ и $LG_{2,0}$. PP имеют диаметр 10 см и изготавливаются с помощью процесса 3D-печати с использованием светочувствительного смоляного материала (например, глянцевого VeroWhite) с показателем преломления 1,655 при 0,3 ТГц. Величина потерь PP составляет ~ 4 дБ, что в основном связано с затуханием терагерцового луча для материала PP.

Экспериментальная установка, использованная в этом исследовании, изображена на рисунке 15. Процессы генерации, распространения и обнаружения ТГц LG-мод на основе фотонной генерации ТГц-сигналов показаны на рисунке 15a. Сигналы данных QPSK и CW-лазера объединяются, а затем делятся на две копии. Одна из копий задерживается относительно другой, тем самым приводя к двум декоррелированным сигналам. Объединенный модулированный сигнал и CW-лазер смешиваются в фотодиоде (PIN-PD) для генерации 0,3 ТГц-лучей с помощью гетеродинного фотосмешивания. Затем сгенерированные ТГц-гауссовы лучи пространственно модулируются для генерации двух LG-мод, которые коаксиально распространяются к приемнику. Впоследствии LG-моды преобразуются обратно в гауссовоподобный луч для обнаружения ТГц-приемником.

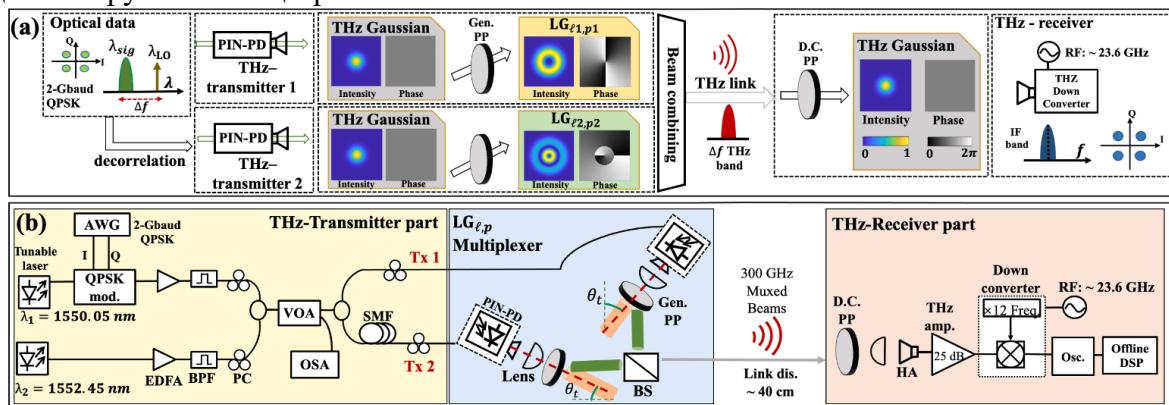


Рис. 15. (a) Концепция генерации и обнаружения ТГц LG-мод [58].

Детали экспериментальной установки проиллюстрированы на рисунке 15*b*. Используются два перестраиваемых оптических лазерных источника на $\lambda_1 = 1550,05$ нм и $\lambda_2 = 1552,45$ нм, $\Delta\lambda = \lambda_2 - \lambda_1$ соответствует 0,3 ТГц в качестве несущей частоты. Генератор сигналов произвольной формы (AWG) управляет модулятором IQ для модуляции с помощью сигнала данных QPSK. Модулированный свет затем усиливается с помощью усилителя на оптоволокне, легированном эрбием (EDFA). Затем он объединяется с λ_2 и поровну разделяется на две копии. Одномодовое волокно (SMF) длиной 15 м используется для придания задержки одной копии и создания второго декоррелированного канала данных.

Переменный оптический аттенюатор (VOA) служит для регулировки входной оптической мощности для PIN PD. Контроллеры поляризации (PC) используются для выравнивания состояния поляризации оптических сигналов, запускаемых в PIN-PD, которые чувствительны к поляризации. В случае запущенной оптической мощности 30 мВт и обратного напряжения смещения 1,5 В PIN-PD имеют: (i) полосу пропускания 3 дБ ~120 ГГц и (ii) чувствительность 0,33 А/Вт. На передатчике линза с диаметром ~5 см и фокусным расстоянием 7,5 см коллимирует ТГц-луч до того, как он пройдет через генерирующие РР. На стороне приемника линза с диаметром ~10 см и фокусным расстоянием 15 см фокусирует ТГц-луч. Затем диагональная рупорная антенна (НА) с усилением 26 дБ и малошумящий ТГц-усилитель с усилением 25 дБ для частот от 0,26 до 0,33 ТГц используются для приема и усиления ТГц-сигнала данных соответственно. Субгармонический смеситель, имеющий полосу пропускания ПЧ 40 ГГц и работающий в диапазоне от 0,22 до 0,33 ТГц, используется для преобразования полученного ТГц-сигнала в сигнал промежуточной частоты (IF). Частота ~23,6 ГГц от внешнего синтезатора радиочастот (RF) умножается на 12, а затем используется для управления ТГц-смесителем при генерации IF на частоте ~16,8 ГГц. Эта IF соответствует следующему соотношению: $f_{0,3 \text{ THz}} = 12 \cdot f_{\text{RF}} + f_{\text{IF}}$. Наконец, цифровой осциллограф захватывает потоки данных, которые восстанавливаются с помощью автономной цифровой обработки сигналов (DSP).

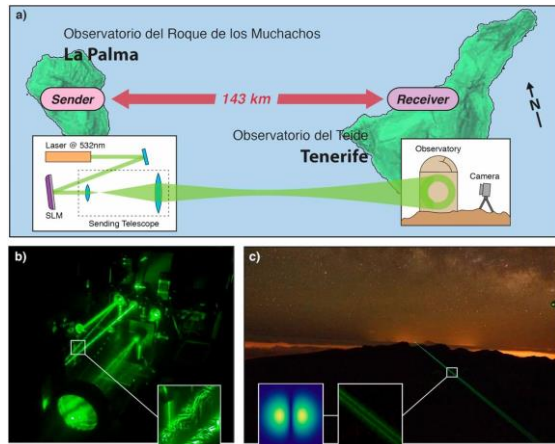
Таким образом, в [58] экспериментально показано, что в системе THz MDM несколько пучков LG, несущих данные, передаются и принимаются одновременно через одну пару апертур с низкими внутренними перекрестными помехами. Это увеличивает спектральную эффективность системы.

9. ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ ОАМ ПО ТУРБУЛЕНТНОМУ КАНАЛУ В 143 КМ

В [59] представлены результаты уникального эксперимента (2016 г.), в котором исследуют поведение пространственных мод ОАМ на воздушной трассе распространения длиной 143 км - рисунок 16*a* [59].

Было проверено влияние атмосферной турбулентности на 143-километровую линию связи ОАМ в свободном пространстве между двумя Канарскими островами Ла-Пальмой и Тенерифе [59]. С помощью искусственной нейронной сети выделены разные модовые суперпозиции до третьего порядка с точностью более 80%. Передатчик расположен на крыше телескопа Якобуса Каптейна на острове Ла-Пальма и состоит из лазера мощностью 60 мВт с длиной волны 532 нм, модулированной SLM. Различные фазовые голограммы на SLM кодируют различные пространственные моды. Моды увеличиваются с помощью передающего телескопа и направляются на расстояние более 143 км к приемнику на острове Тенерифе. Фотография с пункта отправителя, сделанная в чрезвычайно неспокойных условиях на острове Ла-Пальма приведена на рисунке 16*b* [59]. На направляющей линзе видно $l = \pm 1$. Режимы, отправленные в этих

условиях, не были различимы на приемнике. Фотография с длительной экспозицией, показывающая суперпозицию ОАМ $l = \pm 1$ приведена на рисунке 16с [59]. На вставках хорошо видна двухлепестковая модальная структура пучка. Для сравнения приведен теоретический график сечения суперпозиции мод.



Канарские острова (Тенерифе) - День рождения 04.05.2004 г. - *Архив автора*
(Это позволит читателю отвлечься от сухого научного текста статьи)

Рис. 16. Эскиз экспериментальной установки; детали экспериментов – (в тексте) [59].

В эксперименте использовалась параксиальная аппроксимация полного электромагнитного поля, что приводит к скалярным решениям для световых пучков. Строгое рассмотрение пространственных мод с точным представлением полных электромагнитных векторных полей проведено в [60]. Решение уравнения параксиальной волны определяет поперечную структуру светового луча и те ортогональные моды, которые мы называем (поперечными) пространственными модами. Решением являются моды света Лагерра-Гаусса LG, которые характеризуются спиральным фазовым распределением $\exp(il\phi)$. Во всех экспериментах радиальное число мод равно нулю. Для кодирования информации используются суперпозиции мод ОАМ $l = \pm 1, \pm 2$ и ± 3 с разными относительными фазами. Относительные фазы приводят к вращению структуры мод, что позволяет различать эти моды по их интенсивности.

Для характеристики качества принимаемой моды велась регистрация изображений распределения интенсивности, наблюдаемых на белой стене телескопа *Observatorio del Teide*, и их анализ с помощью алгоритма распознавания образов на основе искусственной нейронной сети - рисунок 16.

Равновзвешенные суперпозиции LG-мод с противоположными ОАМ могут быть записаны как

$$LG_{\pm l}^{\alpha}(r, \phi) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[LG_{+l}(r, \phi) + e^{i\alpha} LG_{-l}(r, \phi) \right]. \quad (8)$$

В (3) α обозначает относительную фазу между двумя модами. Поперечная фаза радиально однородна и имеет $2l$ скачков фазы на π в азимутальном направлении, что приводит к $2l$ максимумам и минимумам, расположенным симметрично в кольце. Фаза α напрямую связана с угловым положением структуры $\gamma = (360^\circ / 2\pi)(\alpha / 2l)$. Следовательно, простое определение углового положения, например, путем записи структуры интенсивности, может быть использовано для выявления относительной фазы в классических и даже в квантовых экспериментах.

На передающей станции на острове Ла-Пальма для кодирования световых мод и их суперпозиций использовался зеленый лазер с длиной волны 532 нм и мощностью 60

мВт. Лазер модулировался фазовым пространственным модулятором света (SLM), который запечатлевал пространственные моды на луче голограммами без амплитудной модуляции. Затем пучок был увеличен телескопом до диаметра ~ 4 см и передан высококачественной линзой с $f = 28$ см через 143 км свободного пространства на остров Тенерифе, где находился приемник. В вакууме диаметр пучка, как ожидается, составит примерно 1,3 м, тогда как мы фиксируем значительно большие пучки из-за рассеивания пучка, вносимого атмосферой.

На приемнике на Тенерифе структура мод наблюдалась на белой стене обсерватории (диаметром примерно 11 м) и регистрировалась камерой Nikon D3S с различным временем экспозиции. На рисунке 16*b* показана передающая установка в условиях очень сильной турбулентности на Ла-Пальме. Вихри и вихри, образованные каплями водяного пара в воздухе, хорошо видны на рисунке 16*b* (вставка). Фотография с длительной экспозицией на рисунке 16*c* была сделана в гораздо лучших атмосферных условиях и показывает суперпозицию $l = \pm 1$. Вставки отмечают хорошую видимость в проходящем луче двухлепестковой структуры моды. В качестве финального теста качества передачи было закодировано и передано короткое сообщение («Hello World!») на модах $l = \pm 1$ с четырьмя различными относительными фазами, соответствующими $\Delta\alpha = \pi/2$ (рисунк 17 [59]).

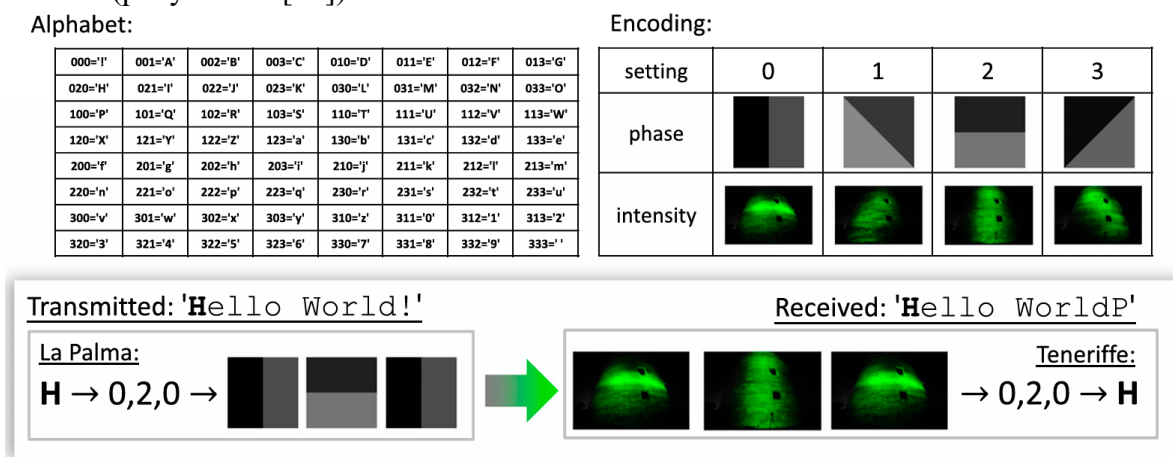


Рис. 17. Кодирование и декодирование короткого сообщения с ОАМ световыми суперпозициями (подробности в тексте статьи) [59]

Сообщение «Hello World!» отправляется по буквам. Каждая буква кодируется в три $l = \pm 1$ суперпозиции с четырьмя различными относительными настройками фазы [59]. Например, буква «Н» кодируется как 0, 2 и 0. Таким образом, каждая мода соответствует 2 битам информации. После 143 км передачи моды регистрируются и характеризуются с помощью искусственной нейронной сети. Тот же алфавит используется для декодирования буквы из суперпозиций мод. Окончательное записанное сообщение - «Hello WorldP». Последняя буква - «Р» (которая кодируется как 1,0,0) вместо «!» (которая кодируется как 0,0,0). Эта ошибка возникает из-за одной неправильно обнаруженной моды. Ошибка на букву составляет 8,33% (1 из 12 букв неверна), ошибка на бит составляет 1,4% (1 из 72 бит неправильный). Отдельные моды были определены правильно с вероятностью 76,3%.

В течение всего периода наблюдения параметр Фрида варьировался от 0,4 до 1,3 см, что согласуется с измерениями за более ранние годы [59] и демонстрирует сильную турбулентность. Измерения проводились в течение 10 ночей подряд. Обнаружено, что модальная структура может быть достаточно хорошо различима даже без использования какой-либо адаптивной оптики, корректирующей эффекты атмосферной турбулентности. Отмечу, что этот же коллектив авторов из Института квантовой

оптики и квантовой информации (Вена, Австрия) ранее провел серию экспериментов по простой и надежной схеме передачи информации модами ОАМ и некогерентную схему обнаружения при расстоянии 3 км в сильной турбулентности над Веной [61]. Метод из [59] также ранее использовался для исследования качества передачи в квантовом эксперименте на внутригородском 3-км канале передачи ОАМ [62].

10. МОДЕЛЬ СКИРМА

Среди зоопарка квазичастиц *скирмионы* занимают особое место. Термин «скирмион» ввел британский физик Тони Хилтон Роил Скирм (05.12.1922 – 25.06.1987) (Tony Skyrme) в 1962 году для интерпретации полученного им решения нелинейных уравнений в теории элементарных частиц [63]. Во время Второй мировой войны работал математиком в группе Р. Пайерлса, вместе с которым в 1943 переехал в США для участия в Манхэттенском проекте. Участник работ над диффузионной установкой для разделения изотопов и над расчетами для взрыва плутониевой бомбы с использованием табуляторов IBM с перфокартами.

В 1985 г. Королевское общество Великобритании наградило профессора Т.Х.Р. Скирма медалью Хьюза в знак признания его вклада в развитие теории ядра и элементарных частиц.

Тони Скирм оставил чрезвычайно яркий след в современной ядерной физике [64]. Главное его творение, которому он посвятил все свои помыслы, - модель барионов как топологических солитонов. Подход, предложенный Скирмом, опирался на глубокие *топологические идеи*, непривычные для физиков, чем, пожалуй, и объясняется тот факт, что более двух десятилетий это направление развивалось лишь самим Скирмом и немногочисленными его последователями.

Ситуация резко изменилась в начале 80-х гг., когда было установлено, что модель Скирма может рассматриваться как предельный случай квантовой хромодинамики, что инициировало повышенный интерес к модели.

Обиходным стал термин «*скирмион*», символизирующий образ протяженного бариона, рассматриваемого как топологический солитон, построенный из бозонов и обладающий фермионными свойствами.

11. СКИРМИОНЫ

Скирмионы, топологически стабильные конфигурации трехкомпонентного векторного поля со сложными топологическими текстурами (и *обязательно обладающие фрактальными свойствами*), рассматривались во многих контекстах, включая атомную физику, конденсаты Бозе-Эйнштейна, жидкие кристаллы, магнитные материалы и т.д. (см. например [65, 66]).

а. Скирмионы как квазичастицы

Скирмионы, мероны, бимероны и скирмионические хопфионы являются квазичастицами, которые имеют стабильную топологическую текстуру. *Квазичастица* состоит из набора частиц, взятых из одной группы в пределах физической системы, и коллективное поведение этих частиц рассматривается как одна частица. Эти квазичастицы могут иметь локализованные топологически защищенные структуры в двумерных (2D) и трехмерных (3D) пространствах, которые могут быть охарактеризованы соответствующими 2D и 3D топологиями.

Среди этих квазичастиц скирмионы, мероны, бимероны и хопфионы привлекли особый интерес в научных областях. Топологические текстуры этих квазичастиц наблюдались в различных векторных полях, используемых во многих физических областях, ряд из которых перечислен в Таблице 3 [66]. Отметим, что ссылки на

физические области в таблице 3 для сокращения объема моего пленарного доклада даны непосредственно по тексту оригинальной работы [66].

Таблица 3. Квазичастицы, наблюдаемые в различных областях исследований [66].

Векторное поле	Физическая область
Поле намагничивания	Магнетизм [2]
Фотонный спин	Спин-орбитальная связь сфокусированного векторного пучка [3]
Электрическое поле	Затухающие волны [4]
Вектор Стокса	Параксиальные пучки Пуанкаре [5]
Спин термически возбужденных квазиэлектронных квазидырочных пар	Квантовый эффект Холла [6]
Сочетание фазового поля и векторного потенциала в электродинамике	Сверхпроводники [7]
Ориентация жидких кристаллов	Жидкие кристаллы [8]
Конденсат спина 1/2 атомов изотопа рубидия ^{87}Rb	Конденсаты Бозе-Эйнштейна [9]
Поля скоростей	Акустические волны [10]
Векторы псевдоспина	Фотонные кристаллы [11]
Поверхностный плазмон-поляритон	Металлическая пленка [12]
Фотонный спиновый угловой момент	Метаповерхность [13]
Электромагнитные векторы	Супертороидальные импульсы [14]
Электрическое поле	Система фокусировки 4π в свободном пространстве [15]
Волны на воде	Водная поверхность [16]
Вектор импульса	Поля рассеяния Ми [17]
Вектор Пойнтинга	Встречные векторные пучки [18]

6. Топология скирмионов

Среди всех предложенных квазичастиц, которые включают скирмионы, мероны, бимероны, скирмиониумы, бимерониумы и скирмионные хопфионы, понимание топологической текстуры скирмионов, возможно, наиболее развито и может быть применено к анализу других квазичастиц [66]. Топологическая текстура скирмионов ограничена одной плоскостью (2D) и упоминается как 2D скирмионы (и иногда «бэби-скирмионы», «детские скирмионы» или «маленькими скирмионы»), чтобы отличать их от 3D топологических текстур. Здесь спин топологической текстуры представляет собой нормализованный вектор в 3D, который распределен по 2D плоскости. Все векторы, расположенные на границе, ориентированы в том же направлении, но противоположно вектору, расположенному в центре. Ориентация вектора от центра к границе плавно связана с равномерным преобразованием. Ориентация векторов в этом однородном преобразовании не является уникальной, а скорее полностью зависит от поперечного фазового профиля суперпозиции спиновых векторов. Независимо от их порядка, эти топологические текстуры, которые основаны на ориентации их полевых векторов, в целом классифицируются на скирмионы типа Нееля, типа Блоха и анти типы.

Скирмионы типа Нееля и типа Блоха демонстрируют текстуры ежа и вихря соответственно, в то время как антискирмионы демонстрируют седловую текстуру. Как показано на рисунке 18, скирмионные текстуры могут быть стереографически спроецированы с 2D-плоскости на 2-сферу. Векторное поле в центре скирмиона отображается на южный полюс, в то время как периферийные векторы проецируются на одну точку на северном полюсе. Векторы, присутствующие на южном и северном

полюсах, ориентированы в противоположных направлениях. В этом смысле, когда кто-то движется радиально вдоль 2D-плоскости, каждый вектор проецируется на сферу с увеличением широты без изменения ориентации вектора.

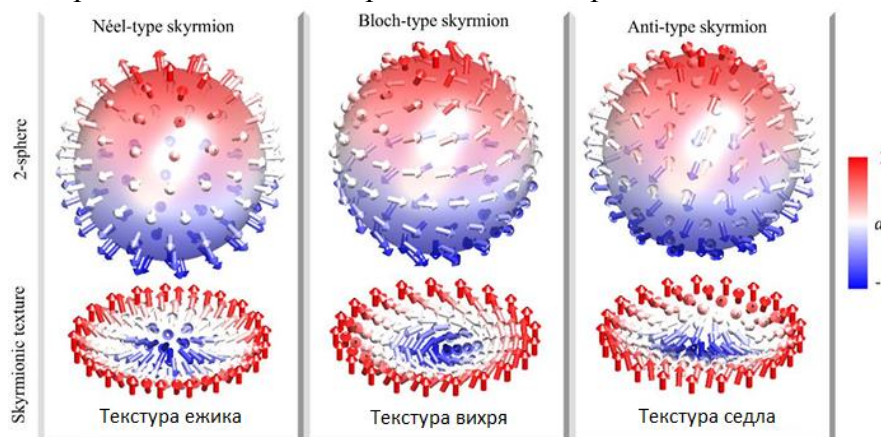


Рис. 18. Стереографические проекции топологических текстур скирмионов первого порядка с 2D плоскости на двумерную сферу (2-сферу) [66].

12. МАГНИТНЫЕ СКИРМИОНЫ

Технология *спинтроники* привлекла значительный интерес и внимание, особенно из-за топологических спиновых текстур, известных как *магнитные скирмионы*. Они открыли новые направления в кодировании информации большой емкости и низкоэнергетической магнитной памяти. Магнитные скирмионы могут быть чрезвычайно малыми, с диаметром в нанометровом диапазоне, и вести себя как частицы, которые можно перемещать, создавать и аннигилировать [67-72]. Они состоят из нескольких десятков атомов и имеют ширину всего в несколько нанометров. Для сравнения, толщина человеческого волоса достигает 100 тыс. нм.

В [73] представлены последние тенденции в области топологических спиновых текстур, которые выходят за рамки скирмионов – рисунок 19.

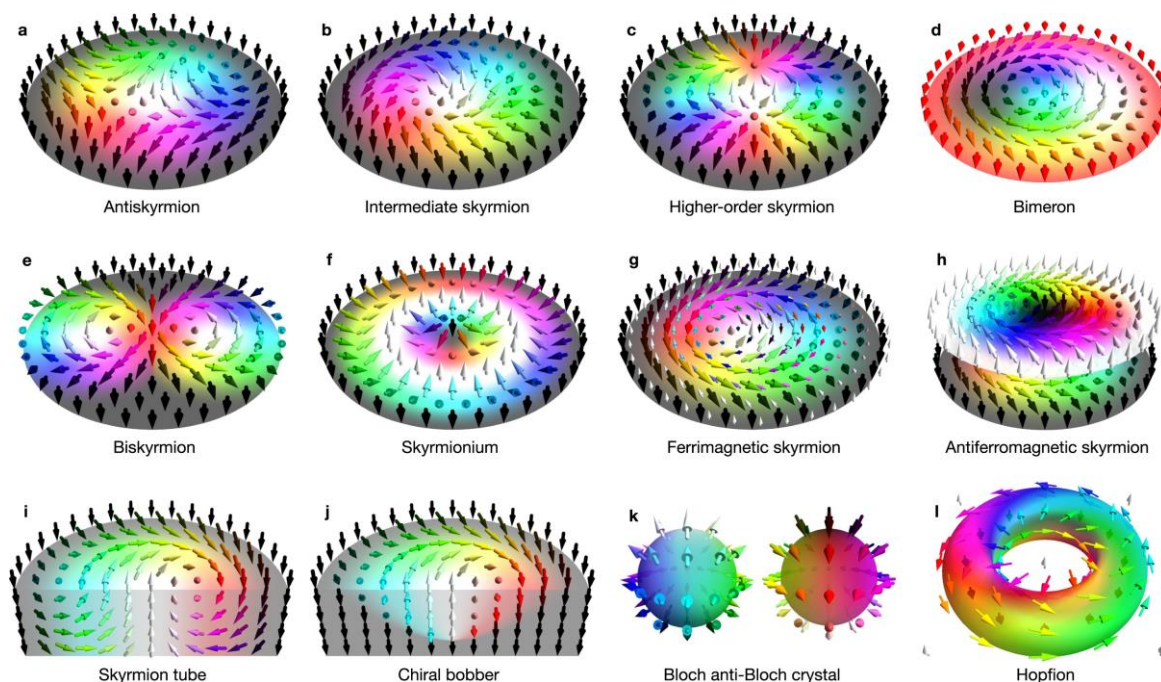


Рис. 19. Обзор рассмотренных топологически нетривиальных спиновых текстур [73].

Поясним данные рисунка 19. Первые три объекта представляют собой различные типы скирмионов, то есть скирмионов с различными спиральностями и завихренностью: (a) Антискирмион с завихренностью $m = -1$, топологический заряд $N_{sk} = -1$; (b) Скирмион с промежуточной спиральностью $\gamma = \pi / 4$ между скирмионами типа Блоха и Нееля, характеризующимися $N_{sk} = 1$; (c) Скирмион высшего порядка с $N_{sk} = 2$; (d) Магнитный бимерон, состоящий из двух меронов. В качестве альтернативы, его можно понимать как скирмионическое возбуждение в плоскости намагниченной среды, характеризующееся здесь как $N_{sk} = -1$. В среднем ряду рисунка 19 показаны комбинации двух скирмионов: (e) Бискирмион с $N_{sk} = 2$; (f) Скирмионий с $N_{sk} = 0$ и (g,h) Ферромагнитные и синтетические антиферромагнитные скирмионы, для которых топологические заряды двух субскирмионов компенсируют друг друга. В нижнем ряду рисунка 19 показаны трехмерные расширения скирмионов: (i) Трубки скирмиона (возможно, с изменяющейся спиральностью вдоль трубки); (j) Хиральный боббер в виде прерывистой скирмионной трубки; (k) Пара точек Блоха и анти-Блоха, составляющих строительный блок трехмерного кристалла (решетка ежа); (l) Хопфион. Цветные стрелки обозначают ориентацию магнитных моментов. Белый и черный цвета представляют положительную и отрицательную ориентацию вне плоскости соответственно. Различные цвета обозначают различные ориентации в плоскости.

Магнитные скирмионы являются предметом интенсивных экспериментальных и теоретических исследований и имеют потенциальное технологическое применение в спинтронике. Несмотря на то, что ферромагнитные скирмионы комнатной температуры и их манипуляции с током были продемонстрированы, их скорость была ограничена примерно 100 м/с. Кроме того, их динамика нарушается эффектом Холла скирмиона, движением, поперечным направлению тока, вызванным топологическим зарядом скирмиона. В 2024 году было показано, что скирмионы в синтетических антиферромагнетиках могут перемещаться вдоль направления тока со скоростью до 900 м/с [72]. Это открывает новые захватывающие перспективы для разработки более производительных и менее энергоемких вычислительных устройств. Они также открывают многообещающие перспективы для разработки быстродействующих скирмионных устройств, включая энергонезависимую память, наномасштабные осцилляторы, булеву и нетрадиционную логику, в классе материалов, совместимых с полупроводниковой промышленностью и спинтронными устройствами [74].

13. ОПТИЧЕСКИЕ СКИРМИОНЫ

В то время как более привычные магнитные скирмионы несут магнитные спиновые текстуры, оптические скирмионы встроены в поляризационную текстуру сложных векторных световых полей. Изучение оптических скирмионов все еще находится только в периоде становления [75-78]. Среди неизученных вопросов исследование устойчивости к беспорядку, вызванному топологией, имеет существенное значение, как с фундаментальной, так и с практической стороны.

В [75] численно генерируют оптические скирмионы в реальном пространстве с различными топологическими особенностями, предоставляя уникальную платформу для исследования надежности различных оптических скирмионов. Впервые наблюдается индуцированный беспорядком переход топологического состояния в семействе оптических скирмионов, состоящем из шести классов с различными числами скирмионов. Интересно, что оптические скирмионы, созданные из векторной голограммы, исключительно устойчивы к рассеянию в случайной среде, проливая свет на топологические фотонные устройства для генерации и манипулирования устойчивыми состояниями для приложений, включая визуализацию и связь.

В статье [78] рассмотрены последние достижения в области оптических скирмионов в рамках единой топологической структуры. Отталкиваясь от фундаментальных теорий и классификации скирмионных состояний, изложены генерация и топологическое управление различными видами скирмионов в структурированных и пространственно-временных оптических полях. Кроме того, выделены обобщенные классы оптических топологических квазичастиц, выходящих за рамки скирмионов, и очерчены новые приложения, будущие тенденции и открытые проблемы. Сложная векторная структура поля оптических квазичастиц с разнообразными топологическими характеристиками является важной особенностью современной спиновой оптики, визуализации, метрологии, оптических сил, структурированного света, а также топологических и квантовых технологий.

а. Зоопарк квазичастиц

Физически скирмион представляет собой квазичастицу, несущую топологически защищенную векторную текстуру. Геометрически это топологически устойчивая конфигурация непрерывного векторного поля 3D, ограниченная конечным пространством, в однородной бесконечной среде, описывающая топологическое солитонное решение.

Далее, следуя [78], кратко представим параметрические сферические представления квазичастиц (рисунок 20) и топологическую классификацию квазичастиц (рисунок 21). Топологическая текстура может быть построена векторным полем, выполняющим отображение из пространства параметров в реальное пространство, например, из 4D в 3D реальное пространство или из 3D в 2D реальное пространство, аналогично стереографической проекции. Различные топологические текстуры скирмионов могут быть достигнуты путем соответствующего расположения векторов на параметрической сфере или изменения способа их разворачивания. Топологическое свойство скирмионной конфигурации характеризуется числом скирмиона s , а также дополнительными топологическими числами, такими, как полярность p , завихренность m и спиральность γ , как определено в [78]. Эти топологические числа определяют классификацию типов квазичастиц.

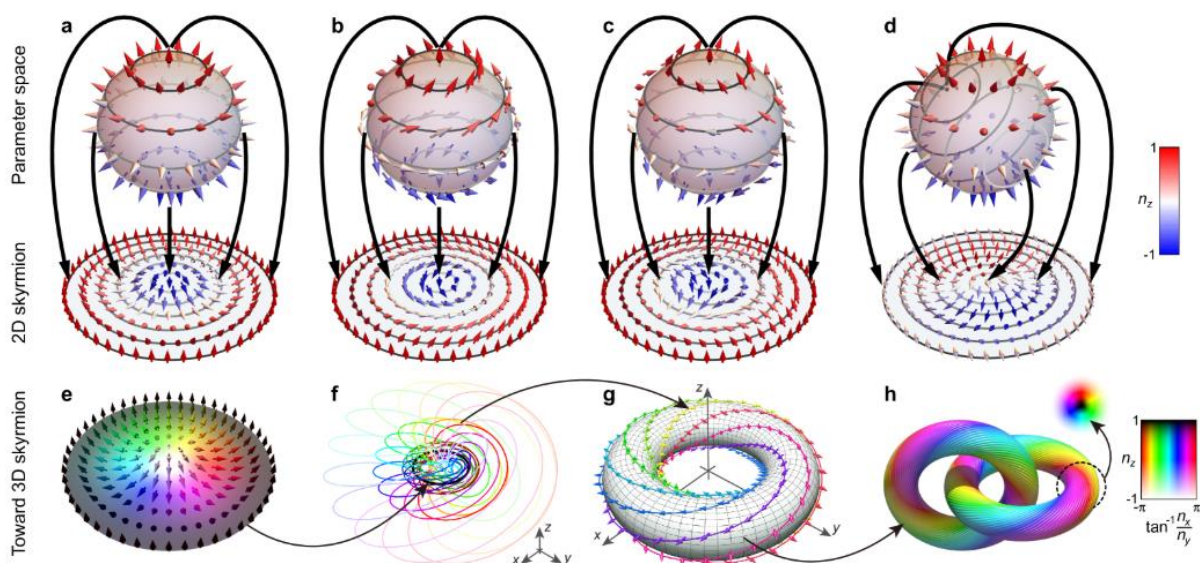


Рис. 20. Параметрические сферические представления квазичастиц [78] (пояснения ниже в тексте).

Пояснения к рисунку 20: (а) Скирмион типа Нееля ($s = 1, \gamma = 0$) с текстурой, похожей на текстуру ежа, может быть получена путем отображения векторов на сфере на ограниченную плоскость, начинающуюся от полюса; (b) Скирмион типа Блоха ($s = 1, \gamma = 1/2$) с вихревой текстурой; (c) Антискирмион ($s = -1$) с номером, противоположным скирмиону Нееля или Блоха; (d) Если начальная (центральная) точка развертки выбрана на экваторе, то получается бимерон ($s = 1$); (e, f) В дополнение к 2D скирмиону (e), в 3D могут быть сгенерированы и другие векторные текстуры, такие как хопфион, выполняющий расслоение Хопфа (f), где 2D скирмион (e) может быть найден в своем подпространстве; (g) Хопфион относится к 3D-спиновой текстуре с изоспиновыми линиями на поверхности вложенных торов (показан один тор); (h) Звено хопфиона (вставка показывает поперечное сечение хопфиона).

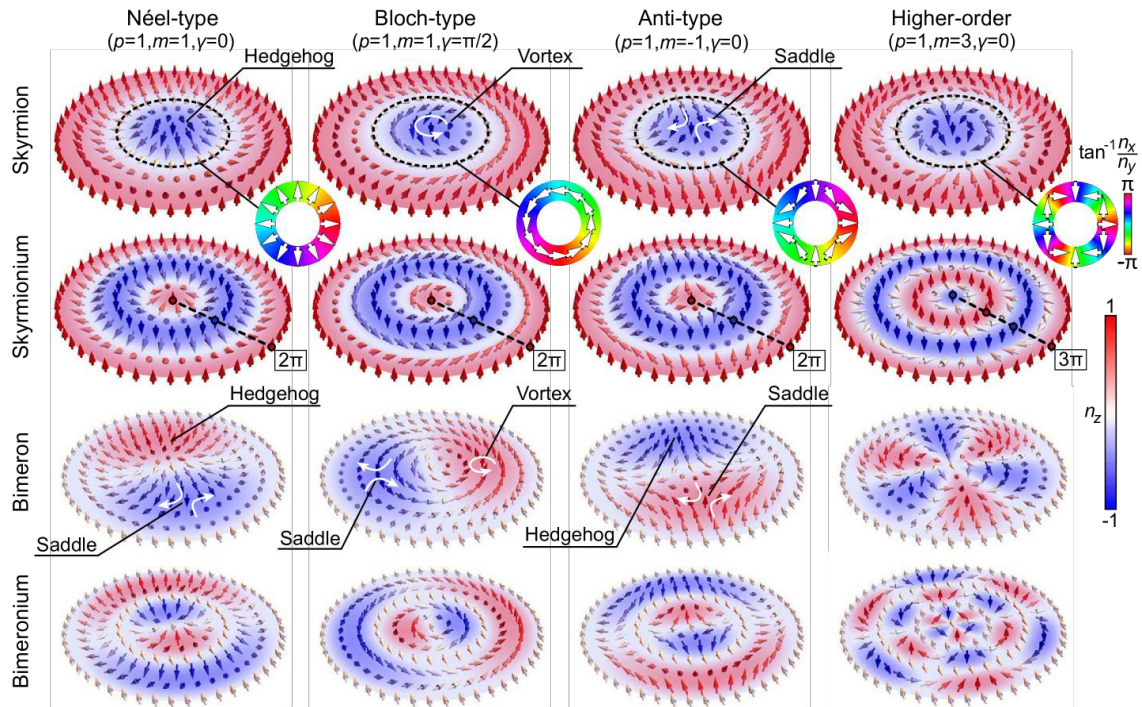


Рис. 21. Топологическая классификация квазичастиц [78] (пояснения ниже в тексте).

Пояснения к рисунку 21 (сверху вниз): Квазичастицы с классификациями скирмион, скирмионий, бимерон и бимероний. В каждом классе квазичастицы также классифицируются по различным топологическим текстурам как (слева направо) тип Нееля, тип Блоха, антитип и скирмионы более высокого порядка (третьего порядка). Также показаны топологические числа - полярность p , завихренность m и спиральность γ для каждого случая. Для скирмионов (верхний ряд) пунктирными линиями обозначено положение, в котором ориентация поперечных векторных компонент отображается во вставках. Для скирмиония (второй ряд) пунктирные линии подчеркивают радиальное $k\pi$ -скручивание. Описанная в [78] методология может служить руководством для будущих открытий новых типов топологических квазичастиц в физике в целом и в фотонике в частности.

6. Топологический подход

Особый интерес для экспериментатора представляют двумерные скирмионы, иногда называемые, как указано выше, «маленькими скирмионами», которые могут

быть реализованы в параксиальных пучках, предлагая легкодоступную и реконфигурируемую платформу для исследования топологических особенностей и динамики их распространения. В отличие от магнитных скирмионов, свободно распространяющиеся параксиальные оптические скирмионы ограничены только уравнениями Максвелла и поэтому представляют собой универсальную платформу для исследования экзотических топологических структур [79]. Экспериментально поляризационные текстуры и, следовательно, скирмионы могут быть оценены путем измерения пространственно изменяющегося приведенного вектора Стокса $S(x, y)$ по световому профилю, отображая состояния локальной поляризации на сферу Пуанкаре, точно так же, как локальный спин магнитных скирмионов отображается на сферу Блоха. Сама поляризационная текстура может принимать практически неограниченные формы, включая скирмионы типа Нееля (ежа) и скирмионы типа Блоха.

Топология играет решающую роль в раскрытии сложной физики, лежащей в основе оптических явлений. Например, вихри, проявляющиеся в пространственной структуре фазы и поляризационных состояниях светового пучка, характеризуются топологическими инвариантами и, таким образом, являются хорошо консервативными физическими объектами с перспективными высокопроизводительными и устойчивыми телекоммуникациями. По мере углубления нашего понимания топологических аспектов света постепенно проясняются более многомерные и более сложные топологии, выходящие за рамки этих простых одномерных вихрей.

Ярким примером является двумерный (или детский) скирмион [80]. Двумерный скирмион - это нетривиальная структура поля нормализованных трех векторов (псевдоспинов) в двух измерениях. Векторное поле на сфере (или на плоскости $\mathbb{R}^2$, которая может быть отображена на сферу S^2 с помощью стереографической проекции) должен обернуться вокруг единичной сферы целое число раз. Эта конфигурация классифицируется второй гомотопической группой сфер $\pi_2(S^2) = \mathbb{Z}$. Число упаковки, известное как число скирмиона N_{sk} , служит топологическим инвариантом, характеризующим скирмион. В оптических полях такие топологические структуры недавно были обнаружены в пространственных распределениях векторов электрического / магнитного поля, оптических спиновых векторов и векторов Стокса. Уникальная топология оптических скирмионов придает им исключительные пространственные свойства и богатую динамику. Подобно своим одномерным аналогам, оптические скирмионы, как ожидается, являются надежными носителями информации и, следовательно, могут быть полезны в оптических коммуникациях и квантовой обработке информации.

в. Самовосстановление скирмионических пучков

Структурированный свет (рисунок 1) со свойствами самовосстановления против частичных препятствий вызвал значительный интерес благодаря его потенциальному применению как в фундаментальных, так и в прикладных науках. В работе [81] представлено всестороннее исследование свойств самовосстановления топологической структуры оптических скирмионических пучков с использованием численного моделирования и экспериментальной пространственной модуляции света. Показано, что стандартные скирмионические пучки проявляют сильную способность к самовосстановлению, что проявляется в быстром увеличении числа скирмионов после препятствий. Кроме того, скирмионические пучки обладают лучшей способностью к самовосстановлению против препятствий дискового типа в центре луча, чем препятствия апертурного типа на периферии. Результаты указывают на устойчивость топологически структурированных лучей к различным препятствиям, что позволяет

использовать их в практических приложениях, таких как надежная передача информации [81].

г. Генерация оптических скирмионов

Физические представления 2D поверхности, или 3D пространства, или 4D пространства-времени могут быть использованы для получения различных видов оптических квазичастиц, выполняя соответствующее отображение (рисунок 22 [78]). Оптические скирмионы и другие квазичастицы могут быть сконструированы с различными трехмерными векторными полями. В оптике это, например, электрическое поле (E_x, E_y, E_z) , SAM (s_x, s_y, s_z) , поляризационный вектор Стокса (S_x, S_y, S_z) , псевдоспин (k_x, k_y, k_z) и т.д. - рисунок 22 (справа: верх - Полевые скирмионы в пространстве-времени, середина - Спиновые скирмионы в затухающих волнах, низ - Стоксовы скирмионы в импульсном пространстве) [78].

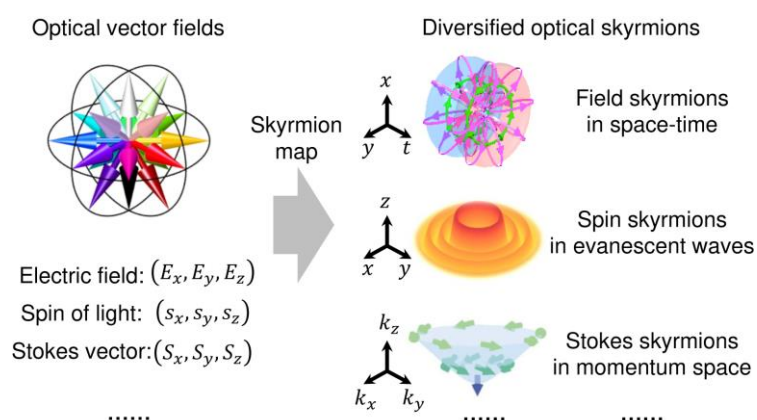


Рис. 22. Генерация оптических скирмионов [78].

Теоретический подход к осуществлению преобразования между различными типами скирмионических топологических текстур с помощью поляризационных устройств представлен в [82]. Показано, что скирмионом Стокса можно эффективно манипулировать и преобразовывать его между различными типами с помощью поляризационных устройств. Это уникальное свойство скирмиона Стокса имеет значительный потенциал для применения в оптической обработке информации, оптических вычислениях и оптическом хранении, где точное управление и преобразование его свойств имеют первостепенное значение.

14. ФРАКТАЛЬНОСТЬ ПОЛЕЙ СУПЕРТОРОИДАЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ В ВИДЕ СКИРМИОНОВ

Топологические сложные переходные электромагнитные поля открывают доступ к нетривиальным взаимодействиям света и вещества и обеспечивают дополнительные степени свободы для передачи информации. Важным примером таких электромагнитных возбуждений являются пространственно-временные неразделимые однократные импульсы тороидальной топологии, точные решения уравнений Максвелла, описанные Хеллвартом и Нучи в 1996 г. и недавно наблюдаемые экспериментально. В [83] представлено расширенное семейство электромагнитных возбуждений, супертороидальные электромагнитные импульсы, в которых импульс Хеллварта-Нучи является лишь простейшим членом. Супертороидальные световые импульсы (supertoroidal light pulses - STLPs) демонстрируют скирмионическую структуру электромагнитных полей, множественные сингулярности в векторных картах

Пойнтинга и фрактальные распределения обратного потока энергии. Они представляют интерес для переходных взаимодействий света и вещества, сверхбыстрой оптики, спектроскопии и тороидальной электродинамики. Схемы пространственных топологических структур магнитных вихревых колец и скирмионов в STLP приведены на рисунке 23 (Издательский центр света, Чанчуньский институт оптики, точной механики и физики, <https://www.eurekalert.org/multimedia/804991>, 2021 г.). Серыми точками и кольцами обозначено распределение сингулярностей (седловых точек и вихревых колец) в магнитном поле, большими розовыми стрелками обозначены селективные направления магнитного вектора, а более мелкими цветными стрелками обозначены скирмионные структуры в магнитном поле.

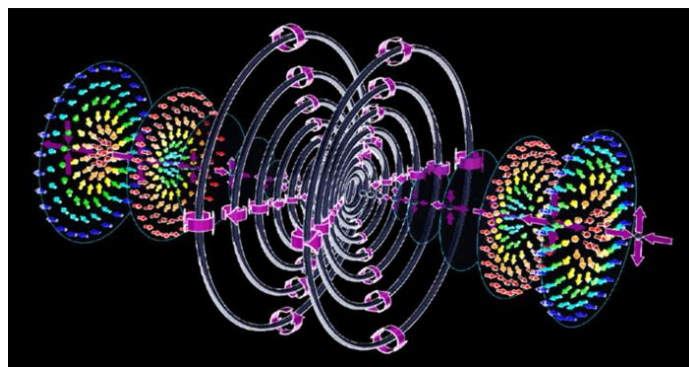


Рис. 23. Топология магнитных вихревых колец и скирмионов в STLP - Yijie Shen.

Топологические особенности полей в STLP связаны с аномальным поведением потока энергии, представленным вектором Пойнтинга $\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}$. Интересным эффектом для фундаментального STLP является наличие обратного потока энергии. Некоторые примеры фрактальности полей $\mathbf{E}$ и $\mathbf{H}$ в STLP показаны на рисунке 24 [83].

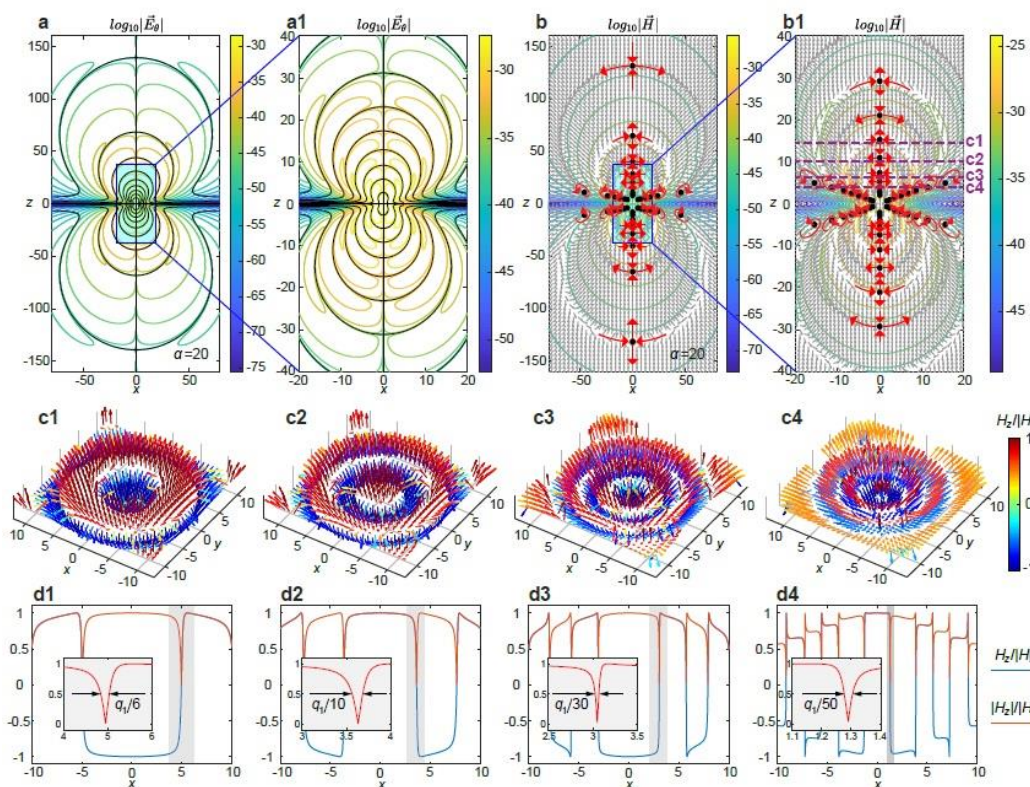


Рис. 24. Фрактальные паттерны в электромагнитных полях STLP [83].

На рисунке 24 нули электрического поля отмечены черными сплошными линиями и черными точками. Сингулярности магнитного поля обозначены черными точками с красными стрелками, соответственно обозначающими седловой или вихревой стиль векторных сингулярностей. Субволновые характеристики скирмионических структур в поперечных плоскостях представлены пунктирными линиями «с1 - с4» на (b1). Остальные обозначения см. [83].

15. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Орбитальный угловой момент, который впервые был обнаружен в оптическом поле, представляет собой новое измерение для электромагнитных волн. Распознавание, расшифровка и отслеживание вихревых структур приобретает все большее значение во многих областях, начиная от астрономических наблюдений за далекими галактиками и заканчивая явлениями турбулентности в жидкостях или газах. Световые лучи, несущие ОАМ, обладают двумя различными характеристиками, а именно, присущей им ортогональностью и неограниченными состояниями в принципе, которые подходят для масштабирования емкости оптических коммуникаций. В настоящее время когерентные световые пучки с ОАМ представляют особый интерес для оптической связи, метрологии, микрообработки или манипуляций с частицами. Одной из распространенных задач является идентификация характерных спиральных паттернов на пиксельных картах интенсивности при реальном соотношении сигнал/шум. Векторные вихревые пучки привлекают к себе внимание из-за присущей им устойчивости к турбулентности с точки зрения сцинтилляций, спектра ОАМ и поведения эволюции интенсивности. В будущем появится больше возможностей для использования обширных передовых приложений от пучков ОАМ до более общего структурированного света. Специально отметим, что ОАМ является фундаментальной характеристикой ЭМВ на всех частотах. Он не ограничивается оптическим диапазоном и может генерироваться также в радиодиапазоне. То же касается универсальной топологии фрактальных множеств.

Связь на основе ОАМ, задействующая различные масштабы, например, масштаб чипа, ближнюю, дальнюю и даже сверхдальнюю передачу, желательна в будущих разнообразных оптических соединениях и коммуникациях. Примечательно, что гибридная интеграция нескольких сцен или носителей, например, чипа, оптоволокна, свободного пространства, подводного пространства и даже глубокого космоса, также имеет большое значение и является сложной задачей. Хотя коммуникации ОАМ и за его пределами в одной сцене достигли значительного прогресса в последние годы, крайне желательно сделать различные сцены бесшовно связанными, например, свободное пространство с подводным миром, свободное пространство с оптоволокном, оптоволокно с чипом и т. д., что имеет большое значение для развития глобализации и интеграции информации. Кроме того, связи спутник-земля и спутник-спутник также могут использовать ОАМ и за его пределами для связи. На рисунке 25 и рисунке 11 показано видение будущих сетей связи ОАМ, объединяющих море, сушу и космос, в нескольких сценариях [84]. Замечу, что технология оптической связи в свободном пространстве (free space optical - FSO) является ключевым элементом для обеспечения передачи данных в свободном пространстве в соответствии с требованиями будущих технологий, что обусловлено ее экономической эффективностью, простотой развертывания, высокой пропускной способностью и высокой степенью безопасности.

Кроме того, беспроводная связь на основе вихревых электромагнитных волн демонстрирует сильную защиту от помех и чрезвычайно высокую безопасность. Увеличить число каналов мультиплексирования и их пространственную размерность возможно с помощью методов фрактальной геометрии. Этот прорыв способствует

повышению коммуникационной емкости и спектральной эффективности электромагнитных волн, что имеет значительные последствия для будущего развития беспроводной связи и радиолокационных технологий.

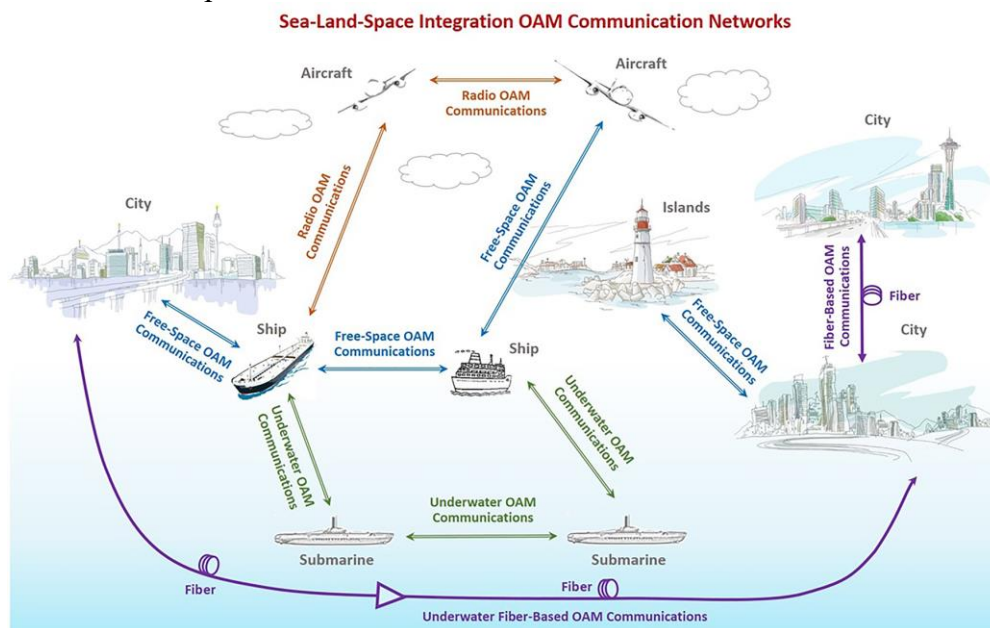


Рис. 25. Видение будущих сетей связи ОАМ в нескольких сценах [84].

Я надеюсь, что эта статья поможет вызвать новые идеи и наметить новые направления исследований в этой быстро развивающейся области структурированного и топологического света, демонстрируя новые достижения в теории и эксперименте и выделяя новые приложения в свободном пространстве и на чипе оптических коммуникациях, квантовой криптографии, зондировании, метрологии и наноманипуляции.

Тенденция развития исследований ОАМ и топологии скирмионов является типичным примером того, что теории направляют новые приложения, а прикладные требования вдохновляют новые теории. На сегодняшний день ОАМ и скирмионы являются актуальной темой, и имеет высокий потенциал, как для теорий, так и для приложений.

Подводя итог - в духе Ричарда Фейнмана «То, что я не могу создать, я не понимаю», - я считаю крайне желательным продолжать исследование физических свойств ЭМВ в широком диапазоне частот и универсальности топологии фрактальных множеств, - как на бумаге, так и в лабораториях мира.

Все объекты исследования современной физики и радиоэлектроники, рассмотренные в данной работе, в той или иной степени обладают текстурными и фрактальными свойствами. Таким образом, они непосредственно входят в диапазон тем авторской парадигмы «Многопрофильное радио».

Наш приоритет в этих областях на май 2025 год закреплен более чем 1250 работами и 68 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)) работы автора сейчас читают более 72 тысяч корреспондентов.

16. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследования выполнены в рамках Государственного задания ИРЭ РАН, тема «Эфир - 3».

ЛИТЕРАТУРА

1. Doohwan Lee, Yasunori Yagi, and Hiroyuki Shiba. Multishape Radio: New Approach to Utilizing the Physical Properties of Electromagnetic Waves // IEICE Communications Express. 2022. V. 11. No. 9. - P. 571-576.
2. 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 pp. DOI: 10.1109/CAMA56352.2022.10002640.
3. Потапов А.А. Фракталы и мультифракталы в действии: становление, развитие и стратегия технологий для многопрофильного радио // Информационные процессы, системы и технологии ("Международный информационный Нобелевский центр - МИНЦ"). 2024. Т. 5. № 3 (31). С. 26-40.
4. Потапов А.А. Многопрофильное радио: новый подход к использованию физических свойств электромагнитных волн и универсальности топологии фрактальных множеств // Материалы IX Всерос. НТК «Актуальные проблемы современной науки и производства» (Рязань, 27 - 29 ноября 2024 г.). – Рязань: РГРТУ, 2024. С. 3-18.
5. Потапов А.А. Волны, орбитальный угловой момент, связанные состояния в континууме, фракталы и метаповерхности: Многопрофильное радио // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2024. Т. 16. № 8. С. 961-1008.
6. Potapov Alexander A. Multi-Profile Radio, Fractal Engineering, Artificial Intelligence and Smart Radio Environments: A New Approach Based on the Topology of Fractal Sets and Intelligent Meta surfaces // Evolutions in Mechanical Engineering. 2025. V. 5. No. 5. EME.000623. 8 pp. (*Published: February 10, 2025*).
7. Потапов А.А. Вихревые электромагнитные волны с орбитальным угловым моментом и оптические скирмионы в контексте авторской парадигмы «Многопрофильное радио» // Сб. тр. VIII междунар. науч.-техн. форума “Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2025” (Рязань, 04 - 06 марта 2025 г.). - Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2025. Т. 1. (*В печати*).
8. Потапов А.А. Фрактальные технологии: проблемы и перспективы // Сб. тез. XXVII Байкальской Всероссийской конф. с международным участием “Информационные и математические технологии в науке и управлении”, Байкальская сессия (Байкал, о. Ольхон, 29 июня - 8 июля 2022 г.). - Иркутск: Изд-во ИСЭМ СО РАН, 2022. С. 19. (*Пленарный доклад*).
9. Потапов А.А. Фрактальный инжиниринг и его влияние на прорывные информационные технологии // Сб. тез. пленарных докладов II Всероссийского форума с международным участием “Академические Жуковские чтения” (г. Воронеж, 23 - 25 ноября 2022 г.). - Воронеж: ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», 2022. С. 16-18. (*Пленарный доклад*).
10. Потапов А.А. Фрактальные информационные технологии: современное состояние и перспективы развития // Труды Двенадцатой Всероссийской конф. “Необратимые процессы в природе и технике” (Москва, 31 января - 3 февраля 2023 г.).- М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2023. Т. 2. С. 107-115.
11. Потапов А.А. Перспективы фрактальных технологий и их особенности: учет эрмитовости, негассовости, скейлинга и топологии реальных физических сигналов и полей // Сб. материалов VI Междунар. науч. конф. «Моделирование нелинейных процессов и систем (MNPS - 2022)» (Москва, 19 – 23 декабря 2022 г., МГТУ «СТАНКИН»). – М.: Янус-К, 2023. С. 259-266. (*Пленарный доклад*).

12. 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.
13. 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.
14. 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).
15. Потапов А.А. Фракталы, метаповерхности, системы РСА и ММО: перспективы развития и стратегия технологий // Сб. тр. XXX Междунар. НТК “Радиолокация, навигация, связь” (Воронеж, 16 - 18 апреля 2024 г.): В 5 тт. / Воронежский гос. ун-т; АО «Концерн “Созвездие”». Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2024. Т. 1. С. 19-47. (Пленарный доклад).
16. Потапов А.А. Фракталы и мультифракталы в действии // Материалы XIV Всерос. НТК «Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике – ИТЭЭ-2024» (Чебоксары, 06 – 07 июня 2024 г.). Чебоксары: Чуваш. гос. ун-т, 2024. С. 5-10. (Пленарный доклад).
17. Гончаров С.А., Кузнецов В.А., Потапов А.А. Особенности применения имитационной модели формирования портретов сложных радиолокационных объектов // Сб. статей XIII Всерос. конф. “Необратимые процессы в природе и технике” (Москва, 28 - 30 января 2025 г.). - М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2025. Т. 1. С. 62-67.
18. Potapov Alexander A., Tupik Viktor A., Margolin Vladimir I., Kostrin Dmitrii K. Ion-Plasma Formation of Nanosized Coatings with Fractal Topology // IJIE: Int. Journal of Integrated Engineering. 2024. V. 16. No. 9. P. 284-293. (Вышла в свет 29.12.2024 г.).
19. Потапов А.А. Вычислительные диэлектрические метаповерхности в фотонных топологических устройствах обработки многомерных сигналов // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2024. Т. 16. № 1. С. 11-30.
20. Потапов А.А. Интеллектуальные метаповерхности, Фурье-оптика и криптография: новые научные горизонты // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 2. - С. 173-206.
21. Потапов А.А. Перспективы развития сквозных технологий на основе топологических фрактально-скейлинговых методов и реконфигурируемых интеллектуальных метаповерхностей для РСА, систем ММО и «умной» радиосреды // Материалы 34-ой Междунар. НТК “СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии” - КрыМиКо’2024” (Севастополь, Крым, Россия, 8 - 14 сентября 2024 г.). - Севастополь: СевГУ, 2024. Вып. 6. С. 222-223.
22. Shen Yijie, Wang Xuejiao, Xie Zhenwei, Min Changjun, Fu Xing, Liu Qiang, GongMali, and Yuan Xiacong. Optical vortices 30 years on: OAM manipulation from topological charge to multiple singularities // Light: Science & Applications. 2019. V. 8. Article number: 90. 29 pp.

23. Forbes Andrew, de Oliveira Michael & Dennis Mark R. Structured light // Nature Photonics. 2021. V. 15. P. 253-262.
24. He Chao, Shen Yijie, Forbes Andrew. Towards higher-dimensional structured light // Light Sci Appl. 2022. V. 11. No. 1. Article number: 205. 17 p.
25. Qiang Zhang, Zehao He, Zhenwei Xie, Qiaofeng Tan, Yunlong Sheng, Guofan Jin, Liangcai Cao, Xiaocong Yuan. Diffractive optical elements 75 years on: from micro-optics to metasurfaces // Photon. Insights. 2023. V. 2. No. 4. Article number: R09. 59 pp.
26. Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. - М.: Логос, 2002. - 664 с.; Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. Изд. 2-е, перераб. и доп. - М.: Университетская книга, 2005. - 848 с.
27. 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).
28. 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>
29. Buzova M.A., Klyuev D.S., Neshcheret A.M., Potapov A.A. Use of Metamaterial Screens for Reducing Mutual Coupling Between Antennas Placed in Limited Space / In: Y.S. Shmaliy (eds). - 8th Int. Conf. on Computing, Control and Industrial Engineering - CCIE2024. (Part of the book series: Lecture Notes in Electrical Engineering, V. 1253). - Singapore: Springer, 2024. V. 2. Advances in Computing, Control and Industrial Engineering VIII. P. 368-374.
30. Shishulin A.V., Potapov A.A., Shishulina A.V. Fractal nanoparticles of phase-separating solid solutions: morphology-dependent phase equilibria in tungsten heavy pseudo-alloys // Eurasian Physical Technical Journal. 2023. V. 20. No. 4(46). P. 125-132.
31. Beliaeva Veronika S., Chichigina Olga A., Klyuev Dmitriy S., Neshcheret Anatoly M., Osipov Oleg V. and Potapov Alexander A. Semi-phenomenological Approach to Surface-Bonded Chiral Nanostructures Creation Based on DNA-origami // In: Z. Hu, S. Petoukhov, M. He (eds).- Advances in Artificial Systems for Medicine and Education III. AIMEE 2019 (The series "Advances in Intelligent Systems and Computing". V. 1126). Cham, Switzerland: Springer Int. Publ., 2020. P. 263-272.
32. Боголюбов А.Н., Потапов А.А., Рехвиашвили С. Ш. Способ введения дробного интегро-дифференцирования в классической электродинамике // Вестн. Моск. ун-та. Сер. 3. Физика. Астрономия. 2009. № 4. С. 9-12.
33. Боголюбов А.Н., Потапов А.А., Рехвиашвили С. Ш. Интерпретация решения диффузионно-волнового уравнения с использованием дробного интегродифференцирования // Вестн. Моск. ун-та. Сер. 3. Физика. Астрономия. 2010. № 3. С. 54-55.
34. Potapov Alexander A., Beybalaev Vetlugin D., and Aliverdiev Abutrab A. Numerical Methods for Solving the Cauchy Problem for Ordinary Differential Equations with Fractional Derivatives. - Chapter 6. - In: Advances in Mathematics Research. V. 33 / Ed.: Albert R. Baswell. - New York: Nova Science Publ., 2023. P. 225-273.
35. Подосенов С.А., Потапов А.А., Соколов А.А. Импульсная электродинамика широкополосных радиосистем и поля связанных структур / Под ред. А.А. Потапова.- М.: Радиотехника, 2003.- 720 с.
36. Podosenov S. A., Foukzon J., Potapov A.A. A Study of the Motion of a Relativistic Continuous Medium // Gravitation and Cosmology. 2010. V. 16. No. 4. P. 307-312.

37. Potapov A. A., Podosenov S.A., Foukzon J., Men'kova E.R. New Method for Calculating Pulsed Electromagnetic Fields from Traveling Current Waves in Complex Wire Structures // *Physics of Wave Phenomena*. 2011. V. 19. №. 2. P. 112-123.
38. Подосенов С.А., Потапов А.А., Фоукзон Дж., Менькова Е.Р. Неголономные, фрактальные и связанные структуры в релятивистских сплошных средах, электродинамике, квантовой механике и космологии. В 3-х тт. / Под ред. д.ф.-м.н. проф. А.А. Потапова. М: ЛЕНАНД, URSS. 2015. 1128 с.
39. Потапов А.А., Менькова Е.Р. О направленном излучении сверхкоротких электромагнитных импульсов и фрактальной геометрии пространства – времени // *РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии*. 2023. Т. 15. № 4. С. 341-354.
40. Potapov Alexander A., Wu Hao, Xiong Shan. Fractality of Wave Fields and Processes in Radar and Control. Guangzhou: South China University of Technology Press, 2020. 280 pp.
41. 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*).
42. Björnson E. and Sanguinetti L. Power scaling laws and near-field behaviors of massive MIMO and intelligent reflecting surfaces // *IEEE Open J. Commun. Soc.* 2020. V. 1. P. 1306-1324.
43. Huang Chongwen, Hu Sha, Alexandropoulos George C., Zappone Alessio, Yuen Chau, Zhang Rui, Renzo Marco Di, and Debbah Merouane. Holographic MIMO surfaces for 6G wireless networks: opportunities, challenges, and trends // *IEEE Wireless Commun.* 2020. V. 27. No. 5. P. 118-125.
44. Efremidis N.K., Chen Z., Segev M., and Christodoulides D.N. Airy beams and accelerating waves: an overview of recent advances // *Optica*. 2019. V. 6. No. 5. P. 686-701.
45. Liu Changming, Niu Liting, Wang Kejia, and Liu Jinsong. 3D-printed diffractive elements induced accelerating terahertz Airy beam // *Opt. Express*. 2016. V. 24. No. 25. P. 29342-29348.
46. Allen L., Beijersbergen M.W., Spreeuw R.J., and Woerdman J.P. Orbital angular momentum of light and the transformation of Laguerre-Gaussian laser modes // *Phys. Rev. A*: 1992. V. 45. No. 11. P. 8185-8189.
47. Yukang Zheng, Yan Li, Fei Wang, Rui Liu, Duo Deng, Yangjian Cai, and Yuefeng Zhao. Precision measurement of the topological charge of a fractional vortex beam based on angular-grating-diffraction OAM spectrum // *Opt. Express*. 2025. V. 33. No. 1. P. 553-561.
48. Nye J.F. & Berry M.V. Dislocations in wave trains // *Proc. R. Soc. Lond. A*. 1974. V. 336. P. 165-190.
49. Потапов А.А. К теории функционалов стохастических полей обратного рассеяния // *Радиотехника и электроника*. 2007. Т. 52. № 3. С. 261-310.
50. Penrose L.S. & Penrose R. Impossible objects: A special type of visual illusion // *Br. J. Psychology*. 1958. V. 49, No. 1. P. 31-33.
51. Bauer T., Banzer P., Karimi E., Orlov S., Rubano A., Marrucci L., Santamato E., Boyd R.W., Leuchs G. Observation of optical polarization Möbius strips // *Science*. 2015. V. 347(6225). P.964-966.
52. Hickmann J.M., Fonseca E.J.S., Soares W.C., and Chávez-Cerda S. Unveiling a Truncated Optical Lattice Associated with a Triangular Aperture Using Light's Orbital Angular Momentum // *Phys. Rev. Lett.* 2010. V. 105. Article number: 053904. 4 pp.

53. Rosales-Guzmán C., Ndagano B. & Forbes A. A review of complex vector light fields and their applications // *Journal Optics*. 2018. V. 20. No. 12. Article number: 123001. 31 pp.
54. Ultra-Degree-of-Freedom Structured Light for Ultracapacity Information Carriers // *ACS Photonics*. 2023. V. 10. No. 7. P. 2149-2164.
55. Naidoo D., Roux F.S., Dudley A., Litvin I., Piccirillo B., Marrucci L., Forbes A. Controlled generation of higher-order Poincaré sphere beams from a laser // *Nature Photonics*. 2016. V. 10. P. 327-332.
56. Willner Alan E., Su Xinzhou, Zhou Huibin, Minoofar Amir, Zhao Zhe, Zhang Runzhou, Tur Moshe, Molisch Andreas F., Lee Doohwan, and Almainan Ahmed. High capacity terahertz communication systems based on multiple orbital-angular-momentum beams // *Journal of Optics*. 2022. V. 24. No. 12. Article number: 124002. 19 pp.
57. Khare Kedar, Lochab Priyanka and Senthilkumaran Paramasivam. *Orbital Angular Momentum States of Light: Propagation through atmospheric turbulence*. - Bristol, UK: Institute of Physics Publ. Ltd, 2020. 321 p.
58. Minoofar Amir, Su Xinzhou, Zhou Huibin, Zhang Runzhou, Alishahi Fatemeh, Zou Kaiheng, Song Hao, Pang Kai, Zach Shlomo, Tur Moshe, Molisch Andreas F., Sasaki Hirofumi, Lee Doohwan, and Willner Alan E. Experimental Demonstration of sub-THz Wireless Communications Using Multiplexing of Laguerre-Gaussian Beams When Varying two Different Modal Indices // *Journal of Lightwave Technology*. V. 40. No. 10. P. 3285-3292.
59. Krenn M., Handsteiner J., Fink M., Fickler R., Ursin R., Malik M. & Zeilinger A. Twisted light transmission over 143 km // *Proc. Natl. Acad. Sci. U.S.A.* 2016. V. 113. No. 48. P. 13648-13653.
60. Thidé B., Tamburini F., Then H., Someda C.G., Ravanelli R.A. The physics of angular momentum radio. 2014. arXiv:1410.4268; Thidé Bo and Tamburini Fabrizio. *OAM Radio – Physical Foundations and Applications of Electromagnetic Orbital Angular Momentum in Radio Science and Technology*.- In book: Zhi Hao Jiang (Ed.), Douglas H. Werner (Ed.). *Electromagnetic Vortices: Wave Phenomena and Engineering Applications*. N.Y.: Wiley-IEEE Press. 2021. 496 p.
61. Krenn M., Fickler R., Fink M., Handsteiner J., Malik M., Scheidl T., Ursin R., Zeilinger A. Communication with spatially modulated Light through turbulent Air across Vienna // *New J. Phys.* 2014. V. 16, No. 11. Article number: 113028.
62. Krenn M., Handsteiner J., Fink M., Fickler R., and Zeilinger A. Twisted photon entanglement through turbulent air across Vienna // *Proc. Natl. Acad. Sci. USA*. 2015. V. 112. No. 46. P. 14197-14201.
63. Skyrme T.H.R. A unified field theory of mesons and baryons // *Nucl. Phys.* 1962. V. 31. P. 556-569; *Selected Papers, with Commentary, of Tony Hilton Royle Skyrme* / Ed. G.E. Brown. (World Scientific Ser. in 20th Century Physics: V. 3). World Scientific. 1994. 456 p.
64. Маханьков В.Г., Рыбаков Ю.П., Санюк В.И. Модель Скирма и сильные взаимодействия (К 30-летию создания модели Скирма) // *УФН*. 1992. Т. 162. № 2. С. 1-61; Aitchison Ian J. R. Tony Skyrme and the Origins of Skyrmions // Invited talk at “The First British-German Wilhelm and Else Heraeus Seminar” on Skyrmions in Magnetic Materials, Bad Honnef, Dec. 1-5, 2019. 13 p.
65. Tamura Rihito, Kumar Praveen, Rao A. Srinivasa, Tsuda Kazuki, Getzlaff Fanny, Miyamoto Katsuhiko, Litchinitser Natalia M., Omatsu Takashige. Direct imprint of optical skyrmions in azopolymers as photoinduced relief structures // *APL Photonics*. 2024. V. 9. No. 4. Article number: 046104.

66. Srinivasa Rao Allam, Yuto Yoneda, and Takashige Omatsu. Optical Quasiparticles: Skyrmions, Bimerons and Skyrmionic Hopfions in Paraxial Laser Beams // arXiv: 2501.10760. [Submitted 18 Jan 2025 (v1), last revised 15 Feb 2025 (version, v2)]. 43 p.
67. Kang Wang, Huang Yangqi, Zhang Xichao, Zhou Yan, and Zhao Weisheng. Skyrmion-Electronics: An Overview and Outlook // Proc. IEEE. 2016. V. 104. No. 10. P. 2040-2061.
68. Fert A., Reyren N. & Cros V. Magnetic skyrmions: advances in physics and potential applications // Nature Reviews Materials. 2017. V. 2. 17031.
69. Sutcliffe P. Skyrmion knots in frustrated magnets // Phys. Rev. Lett. 2017. V. 118. 247203.
70. Zheng F., Kiselev N.S., Rybakov F.N., Yang L., Shi W., Blügel S. & Dunin-Borkowski R.E. Hopfion rings in a cubic chiral magnet // Nature. 2023. V. 623. P. 718-723.
71. Raftrey D., Finizio S., Chopdekar R.V., Dhuey S., Bayarar T., Ashby P., Raabe J., Santos T., Griffin S., Fischer P. Quantifying the topology of magnetic skyrmions in three dimensions // Science Advances. 2024. V. 10. No. 40. Article number: eadp8615. 7 p.
72. Pham Van Tuong, Sisodia Naveen, Manici Ilaria Di, Urrestarazu-Larrañaga Joseba, Bairagi Kaushik, Pelloux-Prayer Johan, Guedes Rodrigo, Buda-Prejbeanu Liliana D., Auffret Stéphane, Locatelli Andrea, Montes Tevfik Onur, Pizzini Stefania, Kumar Pawan, Finco Aurore, Jacques Vincent, Gaudin Gilles, and Boulle Olivier. Fast current-induced skyrmion motion in synthetic antiferromagnets // Science. 2024. V. 384. No. 6693. P. 307-312.
73. Göbel B., Mertig I., Tretiakov O.A. Beyond skyrmions: Review and perspectives of alternative magnetic quasiparticles // Phys. Reports. 2021. V. 895. P. 1-28.
74. Никитов С.А. и др. Магноника - новое направление спинтроники и спин-волновой электроники // УФН. 2015. Т. 185. № 10. С. 1099-1128.
75. Tsesses S., Ostrovsky E., Cohen K., Gjonaj B., Lindner N.H., Bartal G. Optical skyrmion lattice in evanescent electromagnetic fields // Science. 2018. V. 361. No. 6406. P. 993-996.
76. Du L., Yang A., Zayats A.V. & Yuan X. Deep-subwavelength features of photonic skyrmions in a confined electromagnetic field with orbital angular momentum // Nature Physics. 2019. V. 15. P. 650-654.
77. Liu Changxu, Zhang Shuang, Maier Stefan A., Ren Haoran. Disorder-Induced Topological State Transition in the Optical Skyrmion Family // Phys. Rev. Lett. 2022. V. 129. Article number: 267401.
78. Shen Y., Zhang Q., Shi P., Du Luping, Yuan Xiaocong & Zayats Anatoly V. Optical skyrmions and other topological quasiparticles of light // Nature Photonics. 2024. V. 18. P. 15-25.
79. A. McWilliam, C. M. Cisowski, Z. Ye, F. C. Speirits, J. B. Götte, S. M. Barnett, S. Franke-Arnold. Topological Approach of Characterizing Optical Skyrmions and Multi-Skyrmions // Laser Photonics Rev. 2023. V. 17. No. 9. Article number: 2300155.
80. Lin Wenbo, Ota Yasutomo, Arakawa Yasuhiko, and Iwamoto Satoshi. On-chip optical skyrmionic beam generators // Optica. 2024. V. 11. No. 11. P. 1588-1594.
81. Haochen Guo, Trishita Das, Haijun Wu, Vasu Dev, Zhihan Zhu and Yijie Shen. Self-healing of optical skyrmionic beams // Journal of Optics, Volume 27, Number 2. 2025. Article number: 025604. 9 pp.
82. Houan Teng, Jinzhan Zhong, Jian Chen, Xinrui Lei, and Qiwen Zhan, Physical conversion and superposition of optical skyrmion topologies // Photonics Research. 2023. V. 11. No. 12. P. 2042-2053.

83. Shen Y., Hou Y., Papasimakis N. Zheludev N. I. Supertoroidal light pulses as electromagnetic skyrmions propagating in free space // Nature Communications. 2021. V. 12. Article number: 5891.
84. Wang, Jian, Liu, Jun, Li, Shuhui, Zhao, Yifan, Du, Jing and Zhu, Long. Orbital angular momentum and beyond in free-space optical communications // Nanophotonics. 2022. V. 11. No. 4. P. 645-680.

REFERENCES

1. Doohwan Lee, Yasunori Yagi, and Hiroyuki Shiba. Multishape Radio: New Approach to Utilizing the Physical Properties of Electromagnetic Waves // IEICE Communications Express. 2022. V. 11. No. 9. - P. 571-576.
2. 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 pp. DOI: 10.1109/CAMA56352.2022.10002640.
3. Potapov A.A. Fractals and multifractals in action: formation, development and strategy of technologies for multi-profile radio // Information processes, systems and technologies ("International Nobel Information Centre - INIC"). 2024. V. 5. No. 3 (31). P. 26-40.
4. Potapov A.A. Multi-Profile Radio: A new approach to using the physical properties of electromagnetic waves and the universality of the topology of fractal sets // Proc. IX All-Russian Scientific and Technical Conf. «Current issues of modern science and production» (Ryazan, November 27-29, 2024). - Ryazan: RSREU, 2024. P. 3-18.
5. Potapov A.A. Waves, Orbital Angular Momentum, Bound States in the Continuum, Fractals and Metasurfaces: Multi-Profile Radio // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. 2024. V. 16. No. 8. P. 961-1008.
6. Potapov Alexander A. Multi-Profile Radio, Fractal Engineering, Artificial Intelligence and Smart Radio Environments: A New Approach Based on the Topology of Fractal Sets and Intelligent Meta surfaces // Evolutions in Mechanical Engineering. 2025. V. 5. No. 5. EME.000623. 8 pp. (*Published: February 10, 2025*).
7. Potapov A.A. Vortex electromagnetic waves with orbital angular momentum and optical skyrmions in the context of the author's paradigm "Multi-profile Radio" // Proc. VIII Int. scientific and technical forum "Modern technologies in science and education - MTSE-2025" (Ryazan, 04 - 06 March 2025). - Ryazan: Ryazan State Radio Engineering Univer., 2025. V. 1. (*In print*).
8. Potapov A.A. Fractal technologies: problems and prospects // Collection of abstracts XXVII Baikal All-Russian Conf. with international participation "Information and Mathematical Technologies in Science and Management", Baikal session (Lake Baikal, Olkhon Island, June 29 - July 8, 2022). - Irkutsk: Energy Systems Institute SB RAS, 2022. P. 19. (*Plenary report*).
9. Potapov A.A. Fractal Engineering and its Impact on Breakthrough Information Technologies // Collection of abstracts of plenary reports of the II All-Russian forum with international participation "Academic Zhukovsky Readings" (Voronezh, November 23 - 25, 2022). - Voronezh: VUNTS VVS "Air Force Academy named after Professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin", 2022. P. 16-18. (*Plenary report*).
10. Potapov A.A. Fractal information technologies: current state and development prospects // Proc. 12th All-Russian Conference "Irreversible Processes in Nature and Technology" (Moscow, January 31 - February 3, 2023). - M.: Publishing house of Bauman Moscow State Technical University, 2023. V. 2. P. 107-115.

11. Potapov A.A. Prospects of fractal technologies and their features: accounting for the hereditary, non-gaussianity, scaling and topology of real physical signals and fields // Proc. 6th Int. Scientific Conf. «The Modeling of Nonlinear Processes and systems (MNPS-2022)» (Moscow, December 19-23, 2022, MSTU "STANKIN"). – M.: Publ. House "Janus-K", 2023. P. 259-266. (*Plenary report*).
12. Potapov A.A. The Fractals, Photonics and Artificial Intelligence Roadmaps Need to Be United: Our International Priorities in Cross-Cutting Technologies. Parts I – III // Proc. 8th Int. Scientific and Technical Conf. "V.F. Utkin - 100th Anniversary of His Birth. Cosmonautics. Radioelectronics. Geoinformatics" (Ryazan, September 27-29, 2023). Ryazan: Ryazan State Radio Engineering Univer., 2023. P. 162-175.
13. 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.
14. Potapov A.A. Topological texture-fractal information processing and computational metasurfaces in cross-cutting technologies // Annotated program of the III All-Russian forum with international participation “Academic Zhukovsky Readings” (Voronezh, November 22 - 24, 2023). Voronezh: VUNTS VVS "Air Force Academy named after Professor N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin", 2023. P. 109. (*Plenary report*).
15. Potapov A.A. Fractals, metasurfaces, SAR and MIMO systems: Development prospects and strategy of technologies // Proc. XXX Int. Scientific and Technical Conf. "Radar, Navigation, Communications" (Voronezh, 16 - 18 April 2024): In 5 volumes / Voronezh State University; Concern Sozvezdie. Voronezh: VSU Publishing House, 2024. V. 1. P. 19-47. (*Plenary report*).
16. Potapov A.A. Fractals and Multifractals in Action // Proc. XIV All-Russian Scientific and Technical Conf. «Information technologies in electrical engineering and power engineering – ITEEPE-2024» (Cheboksary, 06 – 07 June 2024). Cheboksary: Chuvash state university, 2024. P. 5-10. (*Plenary report*).
17. Goncharov S.A., Kuznetsov V.A., Potapov A.A. Features of the application of the simulation model for the formation of portraits of complex radar objects // Proc. 13th All-Russian Conference “Irreversible Processes in Nature and Technology” (Moscow, January 28 - 30, 2025). - M.: Publishing house of Bauman Moscow State Technical University, 2025. V. 1. P. 62-67.
18. Potapov Alexander A., Tupik Viktor A., Margolin Vladimir I., Kostrin Dmitrii K. Ion-Plasma Formation of Nanosized Coatings with Fractal Topology // IJIE: Int. Journal of Integrated Engineering. 2024. V. 16. No. 9. P. 284-293. (*Published 29.12.2024.*).
19. Potapov A.A. Computational Dielectric Metasurfaces in Photonic Topological Devices for Multidimensional Signal Processing // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. 2024. V. 16. No. 1. P. 11-30.
20. Potapov A.A. Intelligent Metasurfaces, Fourier Optics and Cryptography: New Scientific Horizons // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. 2024. V. 16. No. 2. - P. 173-206.
21. Potapov A.A. Prospects for the development of end-to-end technologies based on topological fractal-scaling methods and reconfigurable intelligent metasurfaces for SAR, MIMO systems and "smart" radio environment // Proc. 34th Int. Crimean Conf. “Microwave and Telecommunication Technology” (Sevastopol, Crimea, Russia, September 8 - 14, 2024). - Sevastopol: SevSU, 2024. V. 6. P. 222-223.
22. Shen Yijie, Wang Xuejiao, Xie Zhenwei, Min Changjun, Fu Xing, Liu Qiang, GongMali, and Yuan Xiaocong. Optical vortices 30 years on: OAM manipulation from topological

- charge to multiple singularities // *Light: Science & Applications*. 2019. V. 8. Article number: 90. 29 pp.
23. Forbes Andrew, de Oliveira Michael & Dennis Mark R. Structured light // *Nature Photonics*. 2021. V. 15. P. 253-262.
 24. He Chao, Shen Yijie, Forbes Andrew. Towards higher-dimensional structured light // *Light Sci Appl*. 2022. V. 11. No. 1. Article number: 205. 17 p.
 25. Qiang Zhang, Zehao He, Zhenwei Xie, Qiaofeng Tan, Yunlong Sheng, Guofan Jin, Liangcai Cao, Xiaocong Yuan. Diffractive optical elements 75 years on: from micro-optics to metasurfaces // *Photon. Insights*. 2023. V. 2. No. 4. Article number: R09. 59 pp.
 26. Potapov A.A. *Fractals in Radio Physics and Radar*. - M.: Logos Publ., 2002. - 664 pp.; Potapov A.A. *Fractals in Radio Physics and Radar: Topology of a sample*. 2nd ed. - M.: University book, 2005. - 848 pp.
 27. Gulyaev Yu.V. (ed.). Professor Alexander Alekseevich Potapov. *Fractals in action: Biobibliographic index*. M.: CPU "Rainbow" Publ., 2019. - 256 pp. (*Approved by the Academic Council of the V.A. Kotelnikov Institute of Radioelectronics, Russian Academy of Sciences on 26.12.2018, protocol No. 8*).
 28. 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>.
 29. Buzova M.A., Klyuev D.S., Neshcheret A.M., Potapov A.A. Use of Metamaterial Screens for Reducing Mutual Coupling Between Antennas Placed in Limited Space / In: Y.S. Shmaliy (eds). - 8th Int. Conf. on Computing, Control and Industrial Engineering - CCIE2024. (Part of the book series: Lecture Notes in Electrical Engineering, V. 1253). - Singapore: Springer, 2024. V. 2. *Advances in Computing, Control and Industrial Engineering VIII*. P. 368-374.
 30. Shishulin A.V., Potapov A.A., Shishulina A.V. Fractal nanoparticles of phase-separating solid solutions: morphology-dependent phase equilibria in tungsten heavy pseudo-alloys // *Eurasian Physical Technical Journal*. 2023. V. 20. No. 4(46). P. 125-132.
 31. Beliaeva Veronika S., Chichigina Olga A., Klyuev Dmitriy S., Neshcheret Anatoly M., Osipov Oleg V. and Potapov Alexander A. Semi-phenomenological Approach to Surface-Bonded Chiral Nanostructures Creation Based on DNA-origami // In: Z. Hu, S. Petoukhov, M. He (eds).- *Advances in Artificial Systems for Medicine and Education III. AIMEE 2019* (The series "Advances in Intelligent Systems and Computing". V. 1126). Cham, Switzerland: Springer Int. Publ., 2020. P. 263-272.
 32. Bogolyubov A.N., Potapov A.A., and Rehviashvili S.Sh. An Approach to Introducing Fractional Integro - differentiation in Classical Electrodynamics // *Moscow University Physics Bulletin*. 2009. No. 64. No. 4. P. 365-367.
 33. Bogolyubov A.N., Potapov A.A., and Rehviashvili S.Sh. A Fractional Integro–Differentiation Interpretation of the Solution of a Diffusion Wave Equation // *Moscow University Physics Bulletin*. 2010. V. 65. No. 3. P. 150-151.
 34. Potapov Alexander A., Beybalaev Vetlugin D., and Aliverdiev Abutrab A. Numerical Methods for Solving the Cauchy Problem for Ordinary Differential Equations with Fractional Derivatives. - Chapter 6. - In: *Advances in Mathematics Research*. V. 33 / Ed.: Albert R. Baswell. - New York: Nova Science Publ., 2023. P. 225-273.
 35. Podosenov S.A., Potapov A.A., Sokolov A.A. *Pulsed Electrodynamics of Broadband Radio Systems and Fields of Coupled Structures* / Potapov A.A. (ed.).- M.: Radio Engineering Publishing House, 2003.- 720 pp.

36. Podosenov S.A., Foukzon J., Potapov A.A. A Study of the Motion of a Relativistic Continuous Medium // *Gravitation and Cosmology*. 2010. V. 16. No. 4. P. 307-312.
37. Potapov A.A., Podosenov S.A., Foukzon J., Men'kova E.R. New Method for Calculating Pulsed Electromagnetic Fields from Traveling Current Waves in Complex Wire Structures // *Physics of Wave Phenomena*. 2011. V. 19. №. 2. P. 112-123.
38. Podosenov S.A., Potapov A.A., Foukzon J., Men'kova E.R. Nonholonomic, fractal and coupled structures in relativistic continuous media, electrodynamics, quantum mechanics and cosmology. In 3 volumes / Potapov A.A. (ed.). M: URSS Publ., 2015. 1128 pp.
39. Potapov A.A., Men'kova E.R. About direct radiation of ultrashort electromagnetic pulses and fractal space-time geometry // *RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies*. 2023. V. 15. No. 4. P. 341-354.
40. Potapov Alexander A., Wu Hao, Xiong Shan. *Fractality of Wave Fields and Processes in Radar and Control*. Guangzhou: South China University of Technology Press, 2020. 280 pp.
41. 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 V. A. Kotelnikov IRE RAS*).
42. Björnson E. and Sanguinetti L. Power scaling laws and near-field behaviors of massive MIMO and intelligent reflecting surfaces // *IEEE Open J. Commun. Soc.* 2020. V. 1. P. 1306-1324.
43. Huang Chongwen, Hu Sha, Alexandropoulos George C., Zappone Alessio, Yuen Chau, Zhang Rui, Renzo Marco Di, and Debbah Merouane. Holographic MIMO surfaces for 6G wireless networks: opportunities, challenges, and trends // *IEEE Wireless Commun.* 2020. V. 27. No. 5. P. 118-125.
44. Efremidis N.K., Chen Z., Segev M., and Christodoulides D.N. Airy beams and accelerating waves: an overview of recent advances // *Optica*. 2019. V. 6. No. 5. P. 686-701.
45. Liu Changming, Niu Liting, Wang Kejia, and Liu Jinsong. 3D-printed diffractive elements induced accelerating terahertz Airy beam // *Opt. Express*. 2016. V. 24. No. 25. P. 29342-29348.
46. Allen L., Beijersbergen M.W., Spreeuw R.J., and Woerdman J.P. Orbital angular momentum of light and the transformation of Laguerre-Gaussian laser modes // *Phys. Rev. A*: 1992. V. 45. No. 11. P. 8185-8189.
47. Yukang Zheng, Yan Li, Fei Wang, Rui Liu, Duo Deng, Yangjian Cai, and Yuefeng Zhao. Precision measurement of the topological charge of a fractional vortex beam based on angular-grating-diffraction OAM spectrum // *Opt. Express*. 2025. V. 33. No. 1. P. 553-561.
48. Nye J.F. & Berry M.V. Dislocations in wave trains // *Proc. R. Soc. Lond. A*. 1974. V. 336. P. 165-190.
49. Potapov A.A. The Theory of Functionals of Stochastic Backscattering Fields // *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2007. V. 52. No. 3. P. 245-292.
50. Penrose L.S. & Penrose R. Impossible objects: A special type of visual illusion // *Br. J. Psychology*. 1958. V. 49, No. 1. P. 31-33.
51. Bauer T., Banzer P., Karimi E., Orlov S., Rubano A., Marrucci L., Santamato E., Boyd R.W., Leuchs G. Observation of optical polarization Möbius strips // *Science*. 2015. V. 347(6225). P.964-966.
52. Hickmann J.M., Fonseca E.J.S., Soares W.C., and Chávez-Cerda S. Unveiling a Truncated Optical Lattice Associated with a Triangular Aperture Using Light's Orbital Angular Momentum // *Phys. Rev. Lett.* 2010. V. 105. Article number: 053904. 4 pp.

53. Rosales-Guzmán C., Ndagano B. & Forbes A. A review of complex vector light fields and their applications // *Journal Optics*. 2018. V. 20. No. 12. Article number: 123001. 31 pp.
54. Ultra-Degree-of-Freedom Structured Light for Ultracapacity Information Carriers // *ACS Photonics*. 2023. V. 10. No. 7. P. 2149-2164.
55. Naidoo D., Roux F.S., Dudley A., Litvin I., Piccirillo B., Marrucci L., Forbes A. Controlled generation of higher-order Poincaré sphere beams from a laser // *Nature Photonics*. 2016. V. 10. P. 327-332.
56. Willner Alan E., Su Xinzhou, Zhou Huibin, Minoofar Amir, Zhao Zhe, Zhang Runzhou, Tur Moshe, Molisch Andreas F., Lee Doohwan, and Almainan Ahmed. High capacity terahertz communication systems based on multiple orbital-angular-momentum beams // *Journal of Optics*. 2022. V. 24. No. 12. Article number: 124002. 19 pp.
57. Khare Kedar, Lochab Priyanka and Senthilkumaran Paramasivam. *Orbital Angular Momentum States of Light: Propagation through atmospheric turbulence*. - Bristol, UK: Institute of Physics Publ. Ltd, 2020. 321 p.
58. Minoofar Amir, Su Xinzhou, Zhou Huibin, Zhang Runzhou, Alishahi Fatemeh, Zou Kaiheng, Song Hao, Pang Kai, Zach Shlomo, Tur Moshe, Molisch Andreas F., Sasaki Hirofumi, Lee Doohwan, and Willner Alan E. Experimental Demonstration of sub-THz Wireless Communications Using Multiplexing of Laguerre-Gaussian Beams When Varying two Different Modal Indices // *Journal of Lightwave Technology*. V. 40. No. 10. P. 3285-3292.
59. Krenn M., Handsteiner J., Fink M., Fickler R., Ursin R., Malik M. & Zeilinger A. Twisted light transmission over 143 km // *Proc. Natl. Acad. Sci. U.S.A.* 2016. V. 113. No. 48. P. 13648-13653.
60. Thidé B., Tamburini F., Then H., Someda C.G., Ravanelli R.A. The physics of angular momentum radio. 2014. arXiv:1410.4268; Thidé Bo and Tamburini Fabrizio. *OAM Radio – Physical Foundations and Applications of Electromagnetic Orbital Angular Momentum in Radio Science and Technology*.- In book: Zhi Hao Jiang (Ed.), Douglas H. Werner (Ed.). *Electromagnetic Vortices: Wave Phenomena and Engineering Applications*. N.Y.: Wiley-IEEE Press. 2021. 496 p.
61. Krenn M., Fickler R., Fink M., Handsteiner J., Malik M., Scheidl T., Ursin R., Zeilinger A. Communication with spatially modulated Light through turbulent Air across Vienna // *New J. Phys.* 2014. V. 16, No. 11. Article number: 113028.
62. Krenn M., Handsteiner J., Fink M., Fickler R., and Zeilinger A. Twisted photon entanglement through turbulent air across Vienna // *Proc. Natl. Acad. Sci. USA*. 2015. V. 112. No. 46. P. 14197-14201.
63. Skyrme T.H.R. A unified field theory of mesons and baryons // *Nucl. Phys.* 1962. V. 31. P. 556-569; *Selected Papers, with Commentary, of Tony Hilton Royle Skyrme* / Ed. G.E. Brown. (World Scientific Ser. in 20th Century Physics: V. 3). World Scientific. 1994. 456 p.
64. Makhan'kov V.G., Rybakov Yu.P., Sanyuk V.I. The Skyrme model and strong interactions (On the 30th anniversary of the creation of the Skyrme model) // *Physics-Uspekhi* (Advances in Physical Sciences). 1992. V. 162. No. 2. P. 1-61; Aitchison Ian J. R. Tony Skyrme and the Origins of Skyrmions // Invited talk at “The First British-German Wilhelm and Else Heraeus Seminar” on Skyrmions in Magnetic Materials, Bad Honnef, Dec. 1-5, 2019. 13 pp.
65. Tamura Rihito, Kumar Praveen, Rao A. Srinivasa, Tsuda Kazuki, Getzlaff Fanny, Miyamoto Katsuhiko, Litchinitser Natalia M., Omatsu Takashige. Direct imprint of optical skyrmions in azopolymers as photoinduced relief structures // *APL Photonics*. 2024. V. 9. No. 4. Article number: 046104.

66. Srinivasa Rao Allam, Yuto Yoneda, and Takashige Omatsu. Optical Quasiparticles: Skyrmions, Bimerons and Skyrmionic Hopfions in Paraxial Laser Beams // arXiv: 2501.10760. [Submitted 18 Jan 2025 (v1), last revised 15 Feb 2025 (version, v2)]. 43 pp.
67. Kang Wang, Huang Yangqi, Zhang Xichao, Zhou Yan, and Zhao Weisheng. Skyrmion-Electronics: An Overview and Outlook // Proc. IEEE. 2016. V. 104. No. 10. P. 2040-2061.
68. Fert A., Reyren N. & Cros V. Magnetic skyrmions: advances in physics and potential applications // Nature Reviews Materials. 2017. V. 2. 17031.
69. Sutcliffe P. Skyrmion knots in frustrated magnets // Phys. Rev. Lett. 2017. V. 118. 247203.
70. Zheng F., Kiselev N.S., Rybakov F.N., Yang L., Shi W., Blügel S. & Dunin-Borkowski R.E. Hopfion rings in a cubic chiral magnet // Nature. 2023. V. 623. P. 718-723.
71. Raftrey D., Finizio S., Chopdekar R.V., Dhuey S., Bayarar T., Ashby P., Raabe J., Santos T., Griffin S., Fischer P. Quantifying the topology of magnetic skyrmions in three dimensions // Science Advances. 2024. V. 10. No. 40. Article number: eadp8615. 7 p.
72. Pham Van Tuong, Sisodia Naveen, Manici Ilaria Di, Urrestarazu-Larrañaga Joseba, Bairagi Kaushik, Pelloux-Prayer Johan, Guedes Rodrigo, Buda-Prejbeanu Liliana D., Auffret Stéphane, Locatelli Andrea, Montes Tevfik Onur, Pizzini Stefania, Kumar Pawan, Finco Aurore, Jacques Vincent, Gaudin Gilles, and Boulle Olivier. Fast current-induced skyrmion motion in synthetic antiferromagnets // Science. 2024. V. 384. No. 6693. P. 307-312.
73. Göbel B., Mertig I., Tretiakov O.A. Beyond skyrmions: Review and perspectives of alternative magnetic quasiparticles // Phys. Reports. 2021. V. 895. P. 1-28.
74. Nikitov S.A. et al. Magnonics: a new research area in spintronics and spin wave electronics // Physics-Uspekhi (Advances in Physical Sciences). 2015. V. 58. No. 10. P. 1002-1028.
75. Tsesses S., Ostrovsky E., Cohen K., Gjonaj B., Lindner N.H., Bartal G. Optical skyrmion lattice in evanescent electromagnetic fields // Science. 2018. V. 361. No. 6406. P. 993-996.
76. Du L., Yang A., Zayats A.V. & Yuan X. Deep-subwavelength features of photonic skyrmions in a confined electromagnetic field with orbital angular momentum // Nature Physics. 2019. V. 15. P. 650-654.
77. Liu Changxu, Zhang Shuang, Maier Stefan A., Ren Haoran. Disorder-Induced Topological State Transition in the Optical Skyrmion Family // Phys. Rev. Lett. 2022. V. 129. Article number: 267401.
78. Shen Y., Zhang Q., Shi P., Du Luping, Yuan Xiaocong & Zayats Anatoly V. Optical skyrmions and other topological quasiparticles of light // Nature Photonics. 2024. V. 18. P. 15-25.
79. A. McWilliam, C. M. Cisowski, Z. Ye, F. C. Speirits, J. B. Götte, S. M. Barnett, S. Franke-Arnold. Topological Approach of Characterizing Optical Skyrmions and Multi-Skyrmions // Laser Photonics Rev. 2023. V. 17. No. 9. Article number: 2300155.
80. Lin Wenbo, Ota Yasutomo, Arakawa Yasuhiko, and Iwamoto Satoshi. On-chip optical skyrmionic beam generators // Optica. 2024. V. 11. No. 11. P. 1588-1594.
81. Haochen Guo, Trishita Das, Haijun Wu, Vasu Dev, Zhihan Zhu and Yijie Shen. Self-healing of optical skyrmionic beams // Journal of Optics, Volume 27, Number 2. 2025. Article number: 025604. 9 pp.
82. Houan Teng, Jinzhan Zhong, Jian Chen, Xinrui Lei, and Qiwen Zhan, Physical conversion and superposition of optical skyrmion topologies // Photonics Research. 2023. V. 11. No. 12. P. 2042-2053.

83. Shen Y., Hou Y., Papasimakis N. Zheludev N. I. Supertoroidal light pulses as electromagnetic skyrmions propagating in free space // Nature Communications. 2021. V. 12. Article number: 5891.
84. Wang, Jian, Liu, Jun, Li, Shuhui, Zhao, Yifan, Du, Jing and Zhu, Long. Orbital angular momentum and beyond in free-space optical communications // Nanophotonics. 2022. V. 11. No. 4. P. 645-680.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОГНОЗА ПРЕСТУПЛЕНИЙ СОВЕРШАЕМЫЕ С ПРИМЕНЕНИЕМ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

А.А. Терентьев, Д.В. Купавцева
Воронежский институт МВД России, Воронеж, Россия

Аннотация. Исследуется влияние современной цифровой среды на динамику преступности, а также создается прогностическая модель с расчетами. В качестве исходных данных для проведения исследования использовалось количество зарегистрированных преступлений совершенных с применением информационных технологий за период с 2013 по 2024 годы на территории Воронежской области. В качестве методов прогнозирования применялись: модель скользящего среднего и полиномиальная линия тренда. По результатам исследования рассчитаны доверительные интервалы для каждой линии прогноза, которые показали, что количество возможных преступлений совершаемых с применением информационных технологий будут только расти. На основании полученного прогноза, предложено использовать специализированное программное обеспечение для противодействия данному роду преступлений – Suricata.

Ключевые слова: Прогнозирование, модель скользящего среднего, полиномиальная линия тренда, информационные технологии, ПО Suricata.

MODELING THE FORECAST OF CRIMES COMMITTED USING INFORMATION TECHNOLOGY

A.A. Terentyev, D.V. Kupavtseva

Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia, Voronezh, Russia

Abstract. The influence of the modern digital environment on crime dynamics is being investigated, and a predictive model with calculations is being created. The number of registered crimes committed using information technology in the Voronezh Region from 2013 to 2024 was used as the initial data for the study. The following forecasting methods were used: a moving average model and a polynomial trend line. Based on the results of the study, confidence intervals were calculated for each forecast line, which showed that the number of possible crimes committed using information technology will only grow. Based on the forecast obtained, it is proposed to use specialized software to counteract this type of crime – Suricata.

Keywords: Forecasting, moving average model, polynomial trend line, information technology, Suricata software.

1. ВВЕДЕНИЕ

В век быстрого развития IT-технологий современное общество сталкивается с понятием киберпреступность ежедневно. Возможности информационных технологий не только облегчают нашу жизнь, но и делают ее более уязвимой. Поэтому в обмен на многозадачность и удобство мы часто закрываем глаза на сохранность личной информации и персональных данных.

Под информационными технологиями мы понимаем совокупность методов и процессов, программного и аппаратного обеспечения, предназначенных для обработки, хранения, а также передачи данных по сети интернет. Безусловно новейшие ИТ

объединяют различные аспекты жизни общества, такие как: образование, здравоохранение и правоохранительную работу органов [1].

Применение технологий для анализа и прогнозирования преступных деяний, позволяет улучшить безопасность общества и оптимизировать работу по предотвращению увеличения кибератак.

Основными аспектами применения таких технологий являются:

– *Сбор и обработка данных* — возможность собирать и обрабатывать большие объемы данных о преступлениях, включая множество факторов (тип, место преступления, время и так далее). Использование баз данных и систем управления обеспечивает эффективное хранение информации.

– *Аналитические методы* – применяются для анализа собранной информации, включая: регрессионный анализ, кластеризацию, ассоциативные правила и другие подходы, помогающие выявить закономерности и тенденции в преступлениях.

– *Геоинформационные системы (ГИС)* – визуализация данных о преступности. Помогают создавать карты, анализировать пространственные паттерны и выявлять самые опасные точки преступной активности, для целенаправленного вмешательства со стороны сотрудников.

– *Системы поддержки принятия решений* – ИТ используются для разработки систем обоснованных решений на основе анализа данных. Инструменты включают в себя оценку рисков, планирование операций и мониторинг ситуаций в реальном времени

– *Необходимо учитывать этнические и правовые аспекты.* Они подразумевают конфиденциальность данных, защиту прав и предотвращение дискриминации. Технологии должны использоваться в рамках закона и обеспечивать баланс между безопасностью и правами человека.

– *Моделирование и прогнозирование* – на основе анализа данных разрабатываются прогностические модели, которые используют алгоритмы машинного обучения и искусственного интеллекта. Они способны предсказывать вероятность совершения преступлений в определенных местах и в определенное время, что позволяет эффективно распределять ресурсы и проводить профилактические мероприятия.

Таким образом, расследование преступлений и правонарушений, совершаемых в киберпространстве, требует, как технических, так и теоретических знаний.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Противодействие повышению уровня киберпреступности является одной из основных задач МВД России. Для того чтобы правильно предотвращать киберпреступления, требуется знать способы и методики их совершения. По данному вопросу в настоящее время опубликовано достаточно количество работ [2-7], применяя опыт прошлых работ требуется спрогнозировать возможное количество преступлений в Воронежской области, с. Новая Усмань с 2025 по 2027 годы.

Для проведения исследований предлагается использовать данные о зарегистрированных преступлениях, приведенные в таблице 1.

Таблица 1. Количество совершенных преступлений в период с 2013-2024 г.

Год	2013 г.	2014 г.	2015 г.	2016 г.	2017 г.	2018 г.	2019 г.	2020 г.	2021 г.	2022 г.	2023 г.	2024 г.
	215	247	232	258	269	248	291	320	351	360	365	364

3. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Для решения поставленной задачи, в данном исследовании спрогнозируем количества преступлений, совершаемые с применением информационных технологий на период с 2025 по 2027 годы при помощи двух моделей прогноза, и проведем анализ полученных результатов. В исследовании будем использовать: модель скользящего среднего и полиномиальную линию тренда.

Модель скользящего среднего, подразумевает собой статистический подход, используемый для анализа временных рядов с целью сглаживания данных и выявления трендов. Так, замена абсолютных значений временного ряда $Y(t)$ на средние арифметические значения за определенные интервалы. Выбор интервалов осуществляется способом скольжения: первые отсчеты постепенно убираются, последующие – добавляются. В результате получается сглаженный динамический ряд значений, позволяющий четко проследить тенденцию изменений. Данный метод позволяет определить характер изменений Y во времени и спрогнозировать его значение в будущем. По значениям исходного временного ряда найдем значения сглаженного ряда по данным за два предыдущих года:

$$M'_t = \frac{\sum_{i=t}^{t-N+1} y_i}{N} \quad (1)$$

В MS Excel будем использовать формулу СРЗНАЧ() (рис.1)

	A	B	C
1			
2			
3		2013	2014
4	исх ряд	215	247
5	2 года	=СРЗНАЧ(B4:C4)	
6	3 года	СРЗНАЧ(число1; [	
7	4 года		

Рис. 1. Ввод формулы СРЗНАЧ() в ячейку С5

Аналогично формируем ряд значений скользящего среднего за 4 года. Учитывая, что количество наблюдений $M = 2$, определим константу сглаживания $\alpha = \frac{2}{(M+1)} \approx 0,667$. На основании приведем общие результаты представленные в таблице 2.

Таблица 2. Расчёт прогнозного значения $F_{2025} = F_{2024} + \alpha(y_{2024} - F_{2024})$

	2013 г.	2014 г.	2015 г.	2016 г.	2017 г.	2018 г.	2019 г.	2020 г.	2021 г.	2022 г.	2023 г.	2024 г.	2025 г.
Исх. ряд	215	247	232	258	269	248	291	320	351	360	365	364	...
2 года	...	231	240	245	264	259	270	306	336	356	363	365	364
4 года	...	...	...	238	252	252	267	282	303	331	349	360	363
Сгл. ряд	215	236	233	250	263	253	278	306	336	352	361	363	364

Далее построим прогноз при помощи полиномиальной линии тренда.

Полиномиальная линия тренда применимая при описании величин, попеременно возрастающих и убывающих. В рассматриваемых нами преступлениях они варьируются.

Полиномиальная линия тренда используется, когда набор данных быстро меняет значения, т. е. иногда увеличивается или уменьшается более одного раза. Она имеет следующий вид:

$$y = b + c_1x + c_2x^2 + c_3x^3 + \dots + c_6x^6, \quad (2)$$

где b и $c_1 \dots c_6$ являются константами.

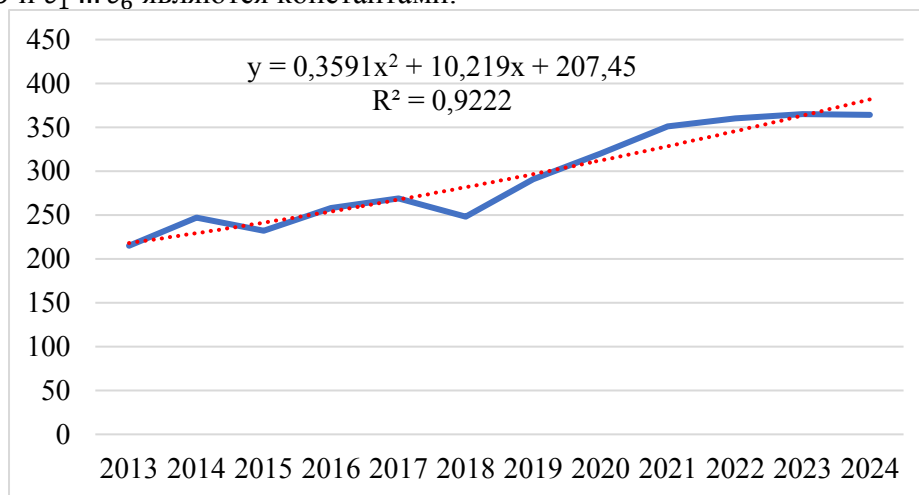


Рис. 2. Полиномиальная линия тренда (степень = 3)

Таблица 3. Результаты визуального анализа временного ряда

№ / п.п.	R^2	Линия тренда	Уравнение линии	Прогнозное значение на 2025 год
1.	0,9222	полиномиальная	$y = 0,3591x^2 + 10,219x + 207,45$	426

Анализ ошибок расчета прогноза количества киберпреступлений.

В контексте прогнозирования временных рядов и моделей ошибка – это разница между фактическими данными и данными, полученными с помощью модели.

Найдем среднюю ошибку (среднее отклонение прогнозируемых данных от фактических)

$$ME = \bar{e} = \frac{\sum y_t - F_t}{n}, \quad (3)$$

где n – число рассматриваемых отсчетов (лет).

Значение среднего значения:

- для полиномиальной линии $\bar{e} = 0$.
- для скользящего среднего $\bar{e} = 6$.

Результаты рассчитанных значений ошибки приведены в таблице 4.

Таблица 4. Результаты расчета средней абсолютной ошибки

отсчет	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	Сумма
год	2013 г.	2014 г.	2015 г.	2016 г.	2017 г.	2018 г.	2019 г.	2020 г.	2021 г.	2022 г.	2023 г.	2024 г.	
$ e_t _{\text{плмн}}$	3	18	9	4	1	34	6	8	22	14	2	18	139
$ e_t _{\text{ск.ср}}$	0	11	1	8	6	5	13	14	15	8	4	1	87

Опираясь на таблицу 4 мы можем представить доверительные интервалы для прогнозных значений на 2025-2027 годы.

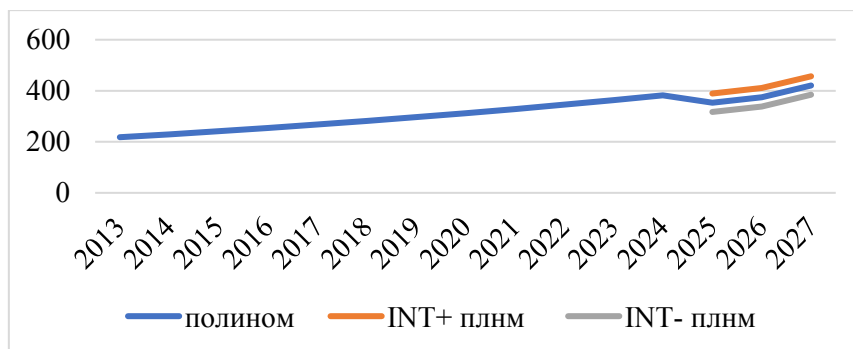


Рис. 3. Доверительные интервалы для полиномиальной линии прогноза

Как видно из рисунка 3, прогноз делает выводы о росте числа киберпреступлений, совершаемых на территории Воронежской области. Рассмотрим другой прогноз, так, например, на рис. 4 линия скользящего среднего показывает прогноз стабильности рассматриваемого показателя, а доверительный интервал позволяет сделать вывод, что с 95 % вероятностью число киберпреступлений совершаемых на территории Воронежской области, с. Новая Усмань, будет находиться в 2025 году в интервале от 330 до 372, в 2026 – от 335 до 377, а в 2027 – от 333 до 374.

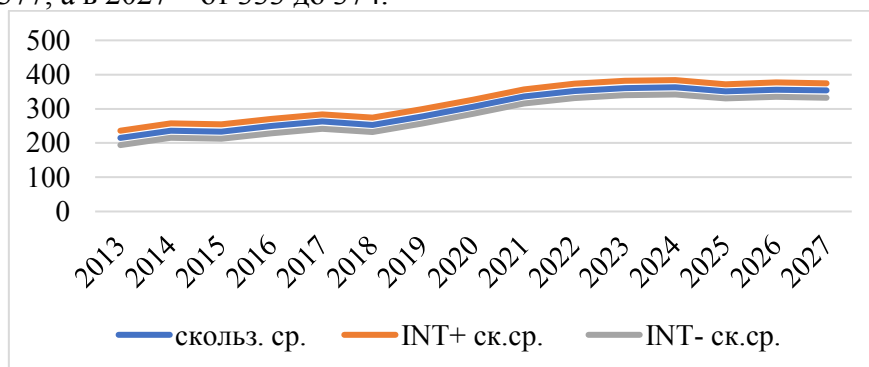


Рис. 4. Доверительные интервалы прогноза для линии скользящего среднего

Возможность расчёта доверительных интервалов для прогнозируемых показателей позволяет определить не конечное прогнозное значение, а интервал значений, в котором будут находиться прогнозируемые показатели.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом принимая во внимание принятые характеристики доверительного интервала, можно сказать, что с 95% вероятностью количество преступлений будут возрастать. Для обеспечения безопасности необходимы предложения для противодействия преступлений, при помощи интернет-ресурсов. Одним из вариантов противодействия данному виду преступлений является специализированное программное обеспечение Suricata. Данная программа получает трафик на интерфейс, указанный в настройках, по правилам, указанным в файле конфигурации с помощью сигнатур, происходит обработка трафика и детектирование угроз. Поведение по умолчанию предполагает запись обнаруженных угроз. Так, проанализированная сеть, может рассказать о вирусах, обнаружить нецелевое использование ресурсов сети интернет, программу отправляющее логины и пароли без шифрования, а также заблокированы различные сканеры портов. В заключении, хотелось бы сказать, что обилие и разработка программ, выявляющих нарушение целостности и конфиденциальности информации, требуют постоянно повышения уровня знаний сотрудников. Возможно, тенденция на атаки и компьютерные преступления будет только расти, но с помощью правильного подхода к методам и способам разоблачения преступлений, уровень киберпреступности удастся снизить.

ЛИТЕРАТУРА

1. Баранов, В. И. Применение информационных технологий в борьбе с преступностью: современный подход. Москва : Юридическая литература, 2020. 256 с.
2. Потапов Д. Э., Москвитинов Г.В., Брусникин П. М., Неретин Е.С. Применение методов ARIMA, ARIMAX, ARDLN, ARCH и GARCH авторегрессионных моделей в задаче прогнозирования состояния брандмауэра пассажирского самолёта // XV Всероссийская научно-практическая конференция студентов и аспирантов: Актуальные проблемы развития авиационной техники и методов ее эксплуатации. 2022. С. 101-112.
3. Абдурахманов А. М., Володин М. В., Зыбин Е. Ю., Рябченко В. Н. Методы прогнозирования электропотребления в распределительных сетях (обзор) // Электротехника: сетевой электронный научный журнал. 2016. Том 3. № 1.
4. Жилияков Е. Г., Скубилин В. В. О некоторых моделях краткосрочного прогнозирования // Научные ведомости БелГУ: Серия История. Политология. Экономика. Информатика. 2013. № 22 (165). Выпуск 28/1. С. 144-147.
5. Поташникова С. В., Синегубов С. В. Построение модели прогнозирования числа преступлений // Вестник Воронежского института МВД России № 2. 2018. С. 85-93.
6. Терентьев А. А., Лукьянов А.С. Построение алгоритма прогнозирования числа киберпреступлений // Вестник Воронежского института МВД России. 2024. № 3. С. 106-115.
7. Терентьев А. А., Петров С. А., Печенин Е. А. Анализ прогнозирования компьютерных атак с применением информационных технологий // Вестник Воронежского института ФСИН России. 2024. № 3. С. 124-132.

REFERENCES

1. Baranov, V. I. The use of information technologies in the fight against crime: a modern approach. Moscow : Yuridicheskaya literatura, 2020. 256 p
2. .Potapov D. E., Moskvitinov G.V., Brusnikin P.M., Neretin E.S. Application of ARIMA, ARIMAX, ARDLN, ARCH and GARCH autoregressive models in predicting the firewall condition of a passenger aircraft // XV All-Russian Scientific and Practical Conference of Students and postgraduates: Actual problems of development aviation equipment and methods of its operation. 2022. pp. 101-112.
3. Abdurakhmanov A.M., Volodin M. V., Zybin E. Yu., Ryabchenko V. N. Methods of forecasting power consumption in distribution networks (review) // Electrical engineering: online electronic scientific journal. 2016. Volume 3. №. 1.
4. Zhilyakov E. G., Skobilin V. V. On some models of short-term forecasting // Scientific bulletin of BelSU: A series of History. Political science. Economy. Computer science. 2013. № 22 (165). Issue 28/1. pp. 144-147.
5. Potashnikova S. V., Sinegubov S. V. Building a model for predicting the number of crimes // Bulletin of the Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia No. 2. 2018. pp. 85-93.
6. Terentyev A. A., Lukyanov A.S. Building an algorithm for predicting the number of cybercrimes // Bulletin of the Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia. 2024. №. 3. pp. 106-115.
7. Terentyev A. A., Petrov S. A., Pechenin E. A. Forecasting analysis of computer attacks using information technologies // Bulletin of the Voronezh Institute of the Federal Penitentiary Service of Russia. 2024. №. 3. pp. 124-132.

ОПТИМИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ ШИФРОВАНИЯ БОЛЬШИХ НАБОРОВ ДАННЫХ, АППРОКСИМИРОВАННЫХ СПЛАЙНАМИ

А. А. Шамина¹, А. В. Лубенцов¹

¹Воронежский институт ФСИН России (ВИ ФСИН России), Воронеж, Россия

Аннотация. В данной статье рассматриваются возможность совмещения сплайн-аппроксимации и различных методов шифрования. Рассматриваются возможные преимущества совмещения. Рассматривается метод сжатия данных перед шифрованием. Изучаются его преимущества и недостатки и рассматривается возможность оптимизации для современных систем. Также рассматривается метод гомоморфного шифрования. Затем рассматривается метод параллельной обработки. Рассматривается метод гибридного шифрования. В заключении делается вывод по полученным вариантам оптимизации.

Ключевые слова: сплайн-аппроксимация; сплайн-функции; оптимизация; гомоморфное шифрование.

OPTIMIZATION OF ENCRYPTION ALGORITHMS FOR WORK WITH LARGE DATA SETS APPROXIMATED BY SPLINES

A. A. Shamina¹, A. V. Lubentsov¹

¹ Voronezh Institute of FSIN of Russia (VI FSIN of Russia), Voronezh, Russia

Abstract. This paper considers the possibility of combining spline approximation and different encryption methods. The possible advantages of combining are considered. The method of data compression before encryption is considered. Its advantages and disadvantages are studied and the possibility of optimization for modern systems is considered. The homomorphic encryption method is also considered. Then the parallel processing method is considered. Hybrid encryption method is considered. Finally, a conclusion is drawn on the optimization options obtained.

Keywords: spline approximation; spline functions; optimization; homomorphic encryption.

1. ВВЕДЕНИЕ

Сплайны – основная составляющая одного из эффективных методов обработки сигналов и устранения шумов. Работа со сплайнами позволяет сократить влияние многих факторов на передаваемые данные, а также уменьшить нагрузку на оборудование за счет меньшего объема передаваемой информации. В связи со многими преимуществами сплайн-аппроксимации этот метод применяется во многих областях жизни и используется для обработки огромных объемов данных, которые также нуждаются в шифровании в соответствии с современными тенденциями.

Шифрование таких объемных массивов информации – это очень сложный процесс, требующий определенных условий для оптимальной работы. Необходимо добиться высокой степени баланса между уровнем шифрования и высокой скоростью обработки и передачи информации. Для этого необходимо оптимизировать алгоритмы шифрования с учетом использования сплайн-функций, уменьшающих объем и тем самым сокращающих длительность многих процессов.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Можно выделить несколько методов сочетания сплайн-функций и шифрования. Например, для сокращения нагрузки на расчётные устройства может быть использована стандартный алгоритм совмещения указанных функций. Уменьшение общего объёма данных с помощью сплайн-функций позволяет облегчить шифрование и ускорить общую скорость передачи информации.

Сплайн-функция позволяет охарактеризовать значительный участок сигнала всего несколькими параметрами (1) без особой потери в качестве. Поэтому этот метод позволяет значительно уменьшить число шифруемых значений за счёт отсутствия необходимости обрабатывать каждое значение передаваемого сигнала. Однако сплайн-аппроксимация может быть недостаточно надежна из-за малого количества степеней защиты, и при этом также остается незначительная вероятность потерь.

$$y_k = a_k + b_k \cdot (x - x_k) + c_k \cdot (x - x_k)^2 + d_k \cdot (x - x_k)^3, \quad (1)$$

где a, b, c, d – коэффициенты, k – номер участка.

Метод гомоморфного шифрования гораздо надежнее, но также и гораздо сложнее уже описанного метода. Этот метод позволяет производить вычисления над уже зашифрованными данными. Таким образом шифрование можно производить в бесконечное количество этапов, но естественно это будет чревато огромными потерями при расшифровке. Однако и проведение лишь одного этапа гомоморфного шифрования позволит в значительной степени защитить передаваемую информацию, так как большую часть процесса передачи информации данные будут находиться в зашифрованном состоянии в той или иной степени.

Естественно гомоморфный метод требует огромного числа вычислений, что выявляет проблему повышенной нагрузки на вычислительный аппарат. Однако использование сплайн-функций и уже созданных алгоритмов гомоморфного шифрования (Paillier, CKKS, BFV) позволяет частично нивелировать проблему за счёт сокращения обрабатываемых параметров.

Метод разделения данных подразумевает разделение огромного массива данных на небольшие блоки, которые вычислительных аппарат может обрабатывать параллельно. Такой метод обработки сам по себе значительно увеличивает скорость обработки данных, а в совокупности со сплайн-аппроксимацией, за счет которой увеличивается скорость передачи, общая скорость передачи информации возрастает в разы. Однако естественно такое преимущество требует соответствующих условий. Разделение на блоке значительно увеличивает нагрузку на вычислительный аппарат, так как каждый блок обрабатывается отдельно, что в свою очередь требует задействовать несколько процессоров для распределения работы.

Помимо использования более сложной и дорогой техники проблемы могут возникнуть также на этапе объединения информационных блоков, так как этот процесс требует дополнительных технологических ресурсов. Также на этом этапе будет существовать собственная вероятность ошибки вычислений, что серьезно влияет на надежность метода разделения.

Для оптимальной работы метода разделения необходимо использовать существующие алгоритмы многопоточных систем (например, Apache Spark). Так же необходимо обеспечить стабильность на этапе объединения узлов, а также сократить взаимодействия процессоров, обрабатывающих разные блоки, до минимума для повышения надежности системы.

Гибридный метод позволяет объединить все преимущества представленных методов в одну систему. Гибридный метод представляет собой совокупность нескольких методов обработки и шифрования информации, каждый из которых в

данной системе будет применяться для обработки определенного вида или определённого блока данных. Гомоморфный метод, как самый надежный, но самый энергоёмкий, должен быть использован по минимуму для шифрования самых важных и секретных данных, чтобы сократить нагрузку на вычислительное устройство. Однако для корректной работы данного метода

Оптимизация данного метода будет заключаться в использовании алгоритмов, позволяющих определять и выбирать необходимые методы обработки и шифрования в зависимости объемов, важности целостности и секретности обрабатываемой информации.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Можно сделать вывод, что совмещение в одной системе методик сплайнов и разных видов шифрования позволяет значительно разнообразить подход к обработке и защите информации. Преимущества и недостатки сплайн-аппроксимации и методов шифрования дополняют и нивелируют друг друга соответственно. Разнообразие совокупностей этих методов позволяет манипулировать возможностями в зависимости от вида данных и требований к их передаче. Для достижения оптимального уровня баланса существуют различные алгоритмы и системы.

Несмотря на описанные преимущества каждый из методов нуждается в оптимизации для стабильной работы и для нахождения баланса между безопасностью, надежностью и производительностью.

ЛИТЕРАТУРА

1. Защита канала широкополосной связи с применением ортогональных шумоподобных сигнальных символов / А. Ю. Гришенцев, С. А. Арустамов, А. Г. Коробейников, О. В. Козин // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2019. – Т. 19, № 2. – С. 280-291. – DOI 10.17586/2226-1494-2019-19-2-280-291. – EDN AQQVFW
2. Зайнидинов, Х. Н. Применение спектральных свойств базисных сплайнов в задачах обработки сигналов / Х. Н. Зайнидинов, А. Э. Мирзаев, С. П. Халилов // Автоматика и программная инженерия. – 2017. – № 4(22). – С. 80-85. – EDN UOPQHC.
3. Лубенцов А.В. Аппроксимация радиосигналов с помощью сплайнов. / А.А. Шамина, А.В. Лубенцов / IV научно-педагогические чтения молодых ученых имени профессора С. В. Познышева: сборник материалов Всероссийской научно-практической конференции курсантов и студентов / ФКОУ ВО Воронежский институт ФСИН России. – Воронеж 2024 – С. 504-507. – EDN AFEZYW.

REFERENCES

1. Broadband channel protection using orthogonal noise-like signal symbols / A. Yu. Grishentsev, S. A. Arustamov, A. G. Korobeinikov, O. V. Kozin // Scientific and Technical Bulletin of Information Technologies, Mechanics and Optics. - 2019. - T. 19, № 2. - C. 280-291. - DOI 10.17586/2226-1494-2019-19-2-280-291. - EDN AQQVFW
2. Zainidinov, Kh. N. Application of spectral properties of basis splines in signal processing tasks / Kh. N. Zainidinov, A. E. Mirzaev, S. P. Khalilov // Automation and software engineering. - 2017. - № 4(22). - C. 80-85. - EDN UOPQHC.
3. Lubentsov, A.V. Approximation of radio signals by means of splines. / A.A. Shamina, A.V. Lubentsov / IV scientific-pedagogical readings of young scientists named after Professor S.V. Poznyshev: collection of materials of the All-Russian scientific-practical conference of cadets and students / FKOU VO Voronezh Institute of FSIN of Russia. - Voronezh 2024 - P. 504-507. - EDN AFEZYW.

АЛГОРИТМ ВЫЯВЛЕНИЯ СИГНАЛЬНЫХ ДЕМАСКИРУЮЩИХ ПРИЗНАКОВ ОБЪЕКТОВ РАДИОМОНИТОРИНГА СРЕДСТВАМИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО ИНТЕЛЛЕКТА

А. В. Леньшин¹, Е. В. Кравцов¹, И. А. Сидоренко¹, В.А. Истомин¹

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

Аннотация. Предложен алгоритм обнаружения и классификации сигнальных демаскирующих признаков объектов радиомониторинга с помощью средств вычислительного интеллекта в ходе ведения инструментального контроля.

Ключевые слова: вычислительный интеллект, инструментальный контроль, радио- и радиотехнический контроль, сигнальные демаскирующие признаки.

AN ALGORITHM FOR DETECTING SIGNAL UNMASKING FEATURES OF RADIO MONITORING OBJECTS BY MEANS OF COMPUTATIONAL INTELLIGENCE

A. V. Lenshin¹, E. V., Kravtsov¹, I. A. Sidorenko¹

¹MESC AF «Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy », Voronezh, Russia

Abstract. An algorithm for detecting and classifying signal unmasking features of radio monitoring objects using computational intelligence tools during instrumental monitoring is proposed.

Keywords: computational intelligence, instrumental control, radio and radio engineering control, signal unmasking signs.

1. ВВЕДЕНИЕ

Растущая потребность в разведывательной информации и расширение перечня охраняемых данных объектов радиомониторинга привели к активному развитию и применению средств иностранных технических разведок (ИТР). Это, в свою очередь, вызвало увеличение частотных диапазонов, где проявляются демаскирующие признаки объектов радиомониторинга, а также усложнение текущей электромагнитной обстановки. Учитывая, что радиочастотный спектр является ограниченным природным ресурсом, его использование неизбежно сопровождается различными помехами. Сегодня ключевую роль в защите объектов радиомониторинга от ИТР играет грамотное применение комплекса организационных и технических мер противодействия техническим средствам разведки (ПД ТСР). Исследования показывают, что основной вклад в эффективность ИТР вносят средства радио- и радиотехнической разведки (РПТР). Успешное противодействие им возможно только при эффективном использовании средств радиомониторинга, которые являются важной составляющей системы ПД ТСР [1].

В связи с постоянным ростом объемов контрольных мероприятий и усложнением их задач возникает необходимость внедрения перспективных алгоритмов функционирования средств радиомониторинга. Это позволит повысить эффективность комплексов и систем комплексного технического контроля (КТК) и улучшить результаты применения мер ПД ТСР. При этом существующие методики и алгоритмы не всегда обеспечивают полноценного анализа радиочастотного спектра и выявления

всех демаскирующих признаков, что требует разработки новых подходов к инструментальному контролю.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В исследовании [2] представлен математический аппарат инструментальной нейронной сети, направленный на улучшение оперативности и результативности инструментального контроля демаскирующих признаков (ДП) специальных радиоэлектронных средств (РЭС) в пространственно-распределенной системе радиомониторинга. Методический подход для использования методов вычислительного интеллекта в моделях и алгоритмах функционирования комплексов РРТК с применением безмультипликативных процедур для обнаружения сигналов, с расширением входного вектора специального программного обеспечения нейросетевой классификации ДП предложен в работе [3].

В связи с растущим количеством РЭС и увеличением нагрузки на радиочастотный спектр, возникает необходимость повышения функциональной устойчивости приемного тракта аппаратуры радиомониторинга [4]. Этого можно достичь путем внедрения предварительного вейвлет-преобразования при первичной обработке сигнала и расширения вектора входных признаков. Данные меры способствуют увеличению количества выявляемых ДП и повышению точности их идентификации. При первичной обработке результатов радиомониторинга в сложной радиоэлектронной обстановке (РЭО) требуется усиление функциональной устойчивости элементов и подсистем приемных трактов комплексов и средств РРТК. Этого можно добиться посредством специальной нелинейной обработки сигналов [5].

Современные средства радиомониторинга используют алгоритмы цифровой обработки сигналов (ЦОС) для решения задач приема, формирования, обработки и передачи результатов радиомониторинга в реальном времени [6]. При этом возникает потребность в эффективных базовых алгоритмах ЦОС, включающих фильтрацию, спектральный анализ и синтез сигналов.

Для реализации базовых алгоритмов ЦОС на основе безмультипликативной обработки сигналов необходимо решить следующие задачи:

- 1) разработать новые структурные схемы алгоритмов обработки сигналов с низкой чувствительностью к изменениям коэффициентов цифровой фильтрации;
- 2) создать новые функционально устойчивые методы и алгоритмы обработки сигналов.

Исследования [7, 8] фокусируются на повышении функциональной устойчивости элементной базы приемного тракта средств радиомониторинга, однако они не учитывают влияние новых оперативно-тактических условий применения средств радиомониторинга при воздействии активных помех на устройства первичной обработки сигналов [9]. Существующие алгоритмы радиомониторинга не способны обнаруживать сигнал РЭС и определять его параметры с требуемой для методов вычислительного интеллекта [10] точностью в условиях как преднамеренных, так и непреднамеренных активных помех.

Основной целью данного исследования является разработка методического подхода к применению методов вычислительного интеллекта в моделях и алгоритмах функционирования комплексов и средств радиомониторинга для повышения эффективности ПД ТСП и улучшения разведзащищенности РЭС от средств РРТР противника.

3. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

В настоящее время вычислительный интеллект включает следующие основные методы [10]:

1. Нейросетевые методы (обучение; адаптация; классификация; системное моделирование; идентификация систем).
2. Методы нечеткой логики (основаны на теории нечетких множеств, эффективно обрабатывают неопределенность).
3. Методы эволюционного моделирования (поиск решений; оптимизация; обучение) базируются на принципах естественного отбора.
4. Методы визуализации данных (включают когнитивную компьютерную графику, упрощают принятие решений в сложных условиях).
5. Методы роевого интеллекта (описывают коллективное поведение, применяются для децентрализованных систем).

В данной работе рассматривается алгоритм первичной обработки результатов инструментального радиомониторинга с использованием безмультипликативных процедур и нейросетевых методов. Алгоритм направлен на обнаружение сигналов объектов защиты (ОЗ) и включает следующие основные этапы: 1) предварительное вейвлет-преобразование (ВП); 2) согласованную фильтрацию; 3) выделение сигналов; 4) компенсацию помеховых сигналов.

ВП возможно реализовать различными способами.

1. Прямое вейвлет-преобразование (ПВП). При ПВП входной сигнал $S(t)$ раскладывается в вейвлет-спектр по элементам базиса. Система базисных функций $\psi(a, b, t)$, получаемых в блоке формирования базиса ВП, в общем случае имеет вид

$$\psi(a, b, t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \cdot \psi\left(\frac{t-b}{a}\right), \quad (1)$$

где a, b – базисные параметры, $a > 0$.

Система базисных функций конструируется из материнского вейвлета $\psi(t)$ за счет операций сдвига по времени (переноса) b в пределах длительности сигнала t и изменения масштаба a . В качестве материнского вейвлета может быть использовано большое многообразие различных функций, выбор которых чаще всего произволен и зависит от характера решаемой задачи обработки сигналов.

Разложение $W(a, b)$ сигнала $S(t)$ по элементам базиса $\psi(t)$ реализуется в блоке ПВП и представляется в виде

$$W(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} S(t) \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt. \quad (2)$$

2. Обратное вейвлет-преобразование (ОВП). В блоке ОВП, на один вход которого подается вейвлет-спектр с блока ПВП $W(a, b)$, а на другой вход – текущее значение материнского вейвлета, реализуется восстановление сигнала $S(t)$ в виде

$$S(t) = \frac{1}{C_{\psi}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} W(a, b) \cdot \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) a^{-2} da db, \quad (3)$$

где C_{ψ} – нормировочный коэффициент.

Результаты моделирования показали, что для рассматриваемой задачи в качестве базиса наиболее подходящим является широко применяемый HAAR вейвлет, который относится к ортогональным дискретным вещественным вейвлетам. Данный выбор обоснован следующими характеристиками вейвлета HAAR: 1) ортогональность системы функций, что обеспечивает обратимость преобразования и отсутствие

избыточности; 2) компактность носителя, обеспечивающая хорошую локализацию в пространстве; 3) простота математического описания и вычислений; 4) эффективное сжатие данных при сохранении важных характеристик сигнала [11].

Вейвлет HAAR, является одним из первых и наиболее простых вейвлетов, что делает его особенно привлекательным для практического применения в различных задачах обработки сигналов. Преобразование HAAR позволяет эффективно работать как с одномерными, так и с двумерными сигналами, что расширяет область его применения. При этом степень сжатия может варьироваться в широком диапазоне (5...100), что дает возможность адаптировать метод под конкретные требования задачи.

Средняя составляющая сигнала a_i описывается выражением

$$a_i = \frac{f_{2i} + f_{2i+1}}{2}, \quad (4)$$

где f_{2i} , f_{2i+1} – соседние элементы исходного сигнала.

При этом детализирующая составляющая b_i вычисляется по формуле

$$b_i = \frac{f_{2i} - f_{2i+1}}{2}. \quad (5)$$

После применения данного преобразования к каждому элементу исходного сигнала мы получаем два новых сигнала: 1) a_i – огрубленная версия входного сигнала; 2) b_i – детализирующая информация, необходимая для восстановления исходного сигнала. Данное преобразование можно применять рекурсивно к сигналу a_i для получения более детального разложения. Важное свойство данного преобразования – ортогональность, что обеспечивает обратимость процесса и точное восстановление исходного сигнала при обратном преобразовании.

Преимущества предложенного подхода является:

- повышение качества обнаружения сигналов ОЗ;
- эффективное шумоподавление;
- меньшее количество коэффициентов при реконструкции;
- «сглаживание» и частичная компенсация шума;
- соответствие форм импульса сигнала и вейвлета;
- данный метод особенно эффективен для обработки сигналов специальных РЭС в сложной помеховой обстановке.

Реализация алгоритма первичной обработки результатов инструментального радиомониторинга представлена на рисунке 1 и структурно состоит из следующих элементов:

1. Общая схема обработки сигналов включает: 1) блок согласованной фильтрации (БСФ); 2) блок выделения сигналов (БВС); 3) блок компенсации помеховых сигналов (БКПС).

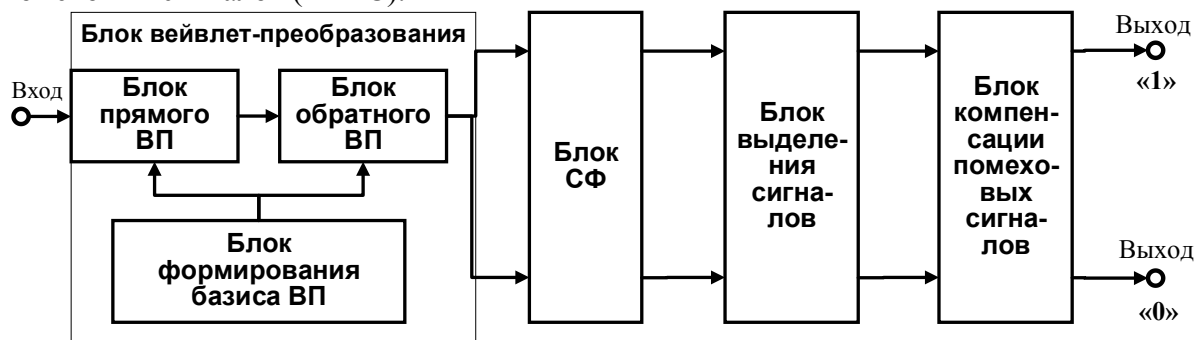


Рис. 1. Общая схема обработки сигналов в системах радиомониторинга

2. Основная задача ВП – фильтрация входной смеси от шума путем прямого вейвлет-преобразования (ПВП) и обратного вейвлет-преобразования (ОВП).

3. При прямом вейвлет-преобразовании происходит: разложение входного сигнала в вейвлет-спектр; использование системы базисных функций.

4. Система базисных функций формируется на основе: а) базисных параметров (a, b) ; б) операций сдвига по времени; в) изменения масштаба.

5. Особенности процесса преобразования: 1) формирование базиса из материнского вейвлета; 2) адаптация к характеру обрабатываемого сигнала; 3) возможность выбора различных функций в зависимости от задачи.

Данный подход позволяет эффективно обнаруживать сигналы объектов защиты (ОЗ) на фоне шумов за счет предварительной обработки сигнала с помощью ВП.

В работе [12] рассмотрен выбор входных данных для реализации методов вычислительного интеллекта в реализации вторичной и третичной обработки сигналов. Однако, в процессе обработки сигналов важно учитывать, что распределение ошибки в IQ-данных приближается к нормальному независимо от плотности распределения вероятностей шума в канале связи. Это делает кумулянтные признаки полезными для автоматического распознавания и классификации сигналов специальных РЭС, но предложенные ранее кумулянтные признаки не всегда обеспечивают полную классификацию ДП всех типов специальных РЭС в условиях динамично изменяющейся радиоэлектронной обстановки. Для улучшения возможностей обработки сигналов предлагается использовать значения кумулянтов до восьмого порядка включительно.

Программно-аппаратная реализация этого подхода к вторичной и третичной обработке сигналов и расширение вектора входных признаков позволяют увеличить количество различаемых ДП специальных РЭС по сравнению с существующими решениями. Для настройки правильных взаимосвязей между слоями нейронной сети необходимо решить задачу ее обучения. Основными критериями обучения являются:

- среднеквадратичная ошибка (MSE)

$$\bar{q}^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [y_i - \hat{y}_i(w)]^2 \rightarrow \min_w, \quad (6)$$

- средняя модульная процентная ошибка (MAPE)

$$\varepsilon_0^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{|y_i - \hat{y}_i(w)|}{|y_i|} \rightarrow \min_w. \quad (7)$$

При обучении нейронной сети задается обучающая выборка, где каждый входной вектор сопоставляется с выходным сигналом (желаемым выходом). Учитывая минимальные различия между принимаемыми сигналами с ДП и без них, целесообразно использовать среднеквадратичную ошибку при программировании взаимосвязей между нейронами. Структура нейронной сети включает один входной, три скрытых и один выходной слой. Вход каждой нейронной сети – это вектор статистических параметров принимаемого сигнала

$$\mathbf{X} = [m_x, \sigma_x, \gamma_{1x}, \gamma_{2x}, \gamma_{3x}, \gamma_{4x}, \gamma_{5x}, \gamma_{6x}, \gamma_{7x}, \gamma_{8x}]. \quad (8)$$

Обучение нейронной сети происходит с помощью алгоритма обратного распространения ошибки, который включает в себя несколько этапов:

1. Инициализация нейронной сети: на этом этапе происходит начальное случайное распределение весов нейронов, при этом среднее значение весов устанавливается равным нулю.

2. Загрузка примеров обучения: на этом этапе загружаются данные для обучения, которые включают в себя статистические параметры сигналов. Эти данные

классифицируются, и для каждого входного вектора (с ДП и без) определяется желаемый отклик нейронной сети на выходе.

3. Проход нейронной сети, при котором последовательно для каждого слоя l вычисляется предварительное значение каждого нейрона j с помощью выражения

$$v_j^{(l)}(n) = \sum_{i=0}^{m_0} w_{ji}^{(l)}(n) y_i^{(l-1)}(n), \quad (9)$$

где $y_i^{(l-1)}(n)$ – выходной сигнал i предыдущего слоя $(l-1)$; $w_{ji}^{(l)}(n)$ – синтетический вес связи нейрона j слоя l с нейроном i слоя $l-1$.

Выходной сигнал вычисляется по формуле

$$y_j^{(l)}(n) = \varphi_j(v_j^{(l)}(n)), \quad (10)$$

где $\varphi_j(v_j^{(l)}(n))$ – функция активации [2].

Изменение синаптических весов осуществляется в соответствии с выражением

$$w_{ji}^{(l)}(n+1) = w_{ji}^{(l)}(n) + \eta \delta_j^{(l)}(n) y_i^{(l-1)}(n), \quad (11)$$

где η – параметр скорости обучения.

4. Процесс обучения модели включает циклическое повторение обработки обучающих примеров. На каждом шаге берётся один сигнал из обучающей выборки, и модель обрабатывает его. Прохождение по всей обучающей выборке считается одной эпохой.

При использовании трех баз данных, каждая из которых содержит 1500 сигналов (I/Q семплов), обработка одной эпохи занимает примерно 30 минут. После обучения на 10 эпохах модель способна классифицировать до 250 различных демаскирующих признаков объектов защиты с вероятностью не менее 0,95. Практическая реализация предлагаемого методического подхода в системах радиомониторинга иллюстрируется рисунком 2.

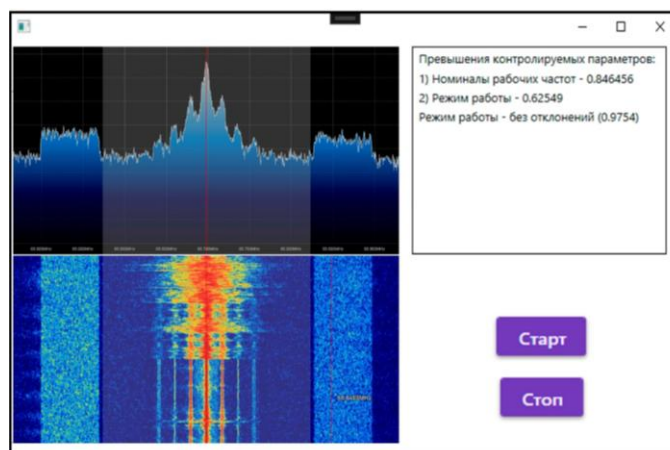


Рис. 2. Программная реализация предлагаемого подхода в системах радиомониторинга

Для приближения условий контроля к реальным случайным образом на сигналы наложены шумы: 1) по нормальному закону распределения; 2) по равномерному закону распределения; 3) по рэлеевскому закону распределения. Для получения IQ файлов сигнал РЭС был преобразован в соответствии с процедурами, описанными в [2].

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработка и совершенствование новых методов и алгоритмов инструментального контроля в условиях высокой загруженности радиочастотного спектра, большого количества используемых РЭС и средств радиоэлектронной борьбы представляет собой важную и актуальную задачу. Эффективное решение этой задачи возможно благодаря применению средств вычислительного интеллекта и процедур обработки сигналов на основе вейвлет-преобразования.

Проведенные испытания современных средств радиомониторинга и модели нейронной сети, включающей этап первичной обработки с использованием ВП, а также специального программного обеспечения для вторичной и третичной обработки, подтвердили значительное повышение эффективности контроля. Использование предложенного подхода позволило увеличить вероятность корректного выявления ДП ОЗ и параметров источника радиоизлучения на 25...30% по сравнению с моделью, описанной в работе [8]. Достигнутые результаты обеспечивают эффективное выполнение задач радиомониторинга, своевременное выявление имеющихся ДП, а также требуемую достоверность обнаружения.

Таким образом, внедрение предложенного методического подхода к применению методов вычислительного интеллекта в моделях и алгоритмах функционирования комплексов и средств радиомониторинга позволяет существенно повысить качество инструментального контроля в сложных условиях современной радиоэлектронной обстановки и улучшить разведзащищенность РЭС от средств РРТР противника.

ЛИТЕРАТУРА

1. Леньшин А.В., Кравцов Е.В. Метод рационального распределения разнородного ресурса радиоэлектронной системы защиты охраняемых сведений объектов комплексного технического контроля // Телекоммуникации. – 2021. – № 12. – С. 31–38.
2. Леньшин А.В., Бубенчиков А.А., Сидоренко И.А. Использование нейронной сети для инструментального контроля демаскирующих признаков специальных радиоэлектронных средств в пространственно-распределенной системе радио- и радиотехнического контроля // Телекоммуникации. – 2024. – № 5. – С. 12–20.
3. Леньшин А.В., Кравцов Е.В., Волков А.А., Сидоренко И.А. Использование методов вычислительного интеллекта для инструментального контроля демаскирующих признаков объектов комплексного технического контроля // Телекоммуникации. – 2024. – № 12. – С. 2–8.
4. Леньшин А.В., Кравцов Е.В. Разработка и исследование схем обработки сложных сигналов, обеспечивающих повышение функциональной устойчивости средств радиомониторинга в сложной электромагнитной обстановке // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2020. – № 2. – С. 4–12.
5. Леньшин А.В., Кравцов Е.В., Лихоманов М.О. Расширение возможностей средств комплексного технического контроля мер противодействия техническим средствам разведки на основе способов безмультипликативной обработки сигналов // Теория и техника радиосвязи. – 2020. – № 4. – С. 63–71.
6. Кирсанов Э.А., Сирота А.А. Обработка информации в пространственно-распределенных системах радиомониторинга: статистический и нейросетевой подходы. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2012. – 344 с.
7. 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.
8. 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.
 9. Леньшин А.В. Бортовые комплексы радиоэлектронной борьбы: учебник. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2023. – 636 с.
 10. Зайченко Ю.П., Згуровский М.З. Системный анализ направлений вычислительного интеллекта // Information Content and Processing. – 2014. – Т. 1. – № 3. – С. 220–238.
 11. Спицын В.Г., Болотова Ю.А., Фан Н.Х., Буй Т.Т.Ч. Применение вейвлет-преобразования Хаара, метода главных компонент и нейронных сетей для оптического распознавания символов на изображениях в присутствии импульсного шума // Компьютерная оптика. – 2016. – Т. 40. – № 2. – С. 249–257.
 12. Сидоренко И.А. Математический аппарат нейросетевых технологий распознавания и классификации в системах радиомониторинга // Актуальные проблемы развития вооружения и военной авиационной техники (вертолетов): сборник материалов III Международной военно-научной конференции, посвященной памяти конструкторов вертолетов М.Л. Миля и Н.И. Камова (24 ноября 2022 г., г. Сызрань). – Киров: Изд-во МЦИТО, 2023. – С. 190–194.
 13. Зайченко Ю.П., Згуровский М.З. Основы вычислительного интеллекта. – Киев: Наукова думка, 2013. – 406 с.

REFERENCES

1. Lenshin A.V., Kravtsov E.V. Method of rational distribution of heterogeneous resource of radio electronic system of protection of protected information of objects of complex technical control // Telecommunications. – 2021. – No. 12. – Pp. 31–38.
2. Lenshin A.V., Bubenshchikov A.A., Sidorenko I.A. The use of a neural network for instrumental control of unmasking features of special electronic devices in a spatially distributed system of radio and radio engineering control // Telecommunications. – 2024. – No. 5. – Pp. 12–20.
3. Lenshin A.V., Kravtsov E.V., Volkov A.A., Sidorenko I.A. The use of computational intelligence methods for instrumental control of unmasking features of complex technical control objects // Telecommunications. – 2024. – No. 12. – Pp. 2–8.
4. Lenshin A.V., Kravtsov E.V. Development and research of complex signal processing schemes that increase the functional stability of radio monitoring facilities in a complex electromagnetic environment // Radio engineering and telecommunication systems. – 2020. – No. 2. – Pp. 4–12.
5. Lenshin A.V., Kravtsov E.V., Likhomanov M.O. Expanding the capabilities of integrated technical control measures to counter technical intelligence based on methods of multiplicative signal processing // Theory and Technology of radio communications. – 2020. – No. 4. – Pp. 63–71.
6. Kirsanov E.A., Sirota A.A. Information processing in spatially distributed radio monitoring systems: statistical and neural network approaches. – Moscow: FIZMATLIT, 2012. – 344 p.
7. Lenshin A.V., Kravtsov E.V., Sidorenko I.A. Expanding the capabilities of information and communication systems using multiplicative signal processing procedures. Part 1 // Telecommunications. – 2022. – No. 7. – Pp. 2–11.

8. 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.
9. Lenshin A.V. Airborne electronic warfare systems: textbook. – Voronezh: CPI «Scientific Book», 2023. – 636 p.
10. Zaichenko Yu.P., Zgurovsky M.Z. System analysis of computational intelligence trends // Information Content and Processing. – 2014. – Vol. 1. – No. 3. – Pp. 220–238.
11. Spitsyn V.G., Bolotova Yu.A., Fan N.H., Bui T.T. Application of the Haar wavelet transform, principal component method and neural networks for optical character recognition in images in the presence of pulsed noise // Computer optics. – 2016. – Vol. 40. – No. 2. – Pp. 249–257.
12. Sidorenko I.A. Mathematical apparatus of neural network recognition and classification technologies in radio monitoring systems // Actual problems of the development of weapons and military aviation equipment (helicopters): Collection of materials of the III International Military Scientific Conference dedicated to the memory of helicopter designers M.L. Mil and N.I. Kamov (November 24, 2022, Syzran). – Kirov: MTSITO Publishing House, 2023. – Pp. 190–194.
13. Zaichenko Yu.P., Zgurovsky M.Z. Fundamentals of computational intelligence. – Kiev: Naukova Dumka Publ., 2013. – 406 p.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВРЕМЕННЫХ МОБИЛЬНЫХ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ НА ОСНОВЕ ПРИВЯЗНЫХ БПЛА

А. В. Лубенцов¹, А. А. Ярцева¹

¹ФКОУ ВО Воронежский институт ФСИН России, Воронеж, Россия

Аннотация. В настоящей работе анализируются основополагающие принципы функционирования привязных беспилотных летательных аппаратов, их ключевые технические параметры и возможности применения в роли передвижных базовых станций. Детально рассмотрены вопросы энергосбережения, защиты от помех и совместимости с действующими системами коммуникации. Представлены примеры эффективного использования привязных БПЛА в практических ситуациях, включая устранение разрушений после стихийных бедствий, таких как землетрясения и наводнения, а также в ходе военных действий.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат; привязная система; связь; мобильная базовая станция; ретрансляция; сигнал.

DESIGNING TEMPORARY MOBILE BASE STATIONS BASED ON TETHERED UAVS

A. V. Lubentsov¹, A. A. Yartseva¹

¹Federal State Educational Institution of Higher Professional Education Voronezh

Institute of the Federal Penitentiary Service of Russia, Voronezh, Russia

Abstract. This paper analyzes the fundamental principles of the functioning of tethered unmanned aerial vehicles, their key technical parameters and the possibility of using them as mobile base stations. The issues of energy saving, interference protection and compatibility with existing communication systems are considered in detail. Examples of the effective use of tethered UAVs in practical situations are presented, including the elimination of damage after natural disasters such as earthquakes and floods, as well as during military operations.

Keywords: unmanned aerial vehicle; tethered system; communications; mobile base station; relay; signal.

1. ВВЕДЕНИЕ

В авиационной среде беспилотные летательные аппараты (БПЛА) входят в число самых перспективных видов техники. БПЛА – это техническая система, которая способна выполнять поставленные задачи без экипажа на борту. БПЛА обладают различной степенью автономности – от управляемых дистанционно оператором до полностью автоматических. Сейчас БПЛА стали неотъемлемой частью современного мира. Эти системы обеспечивают высокую эффективность в выполнении задач, связанных с разведкой, наблюдением, обнаружением, поиском, контролем и исследованием территорий. БПЛА обладают уникальными возможностями, такими как длительное время полета, низкая стоимость относительно более крупных пилотируемых комплексов, высокая точность и маневренность, что делает их востребованными во многих отраслях. Предпосылки создания БПЛА были предприняты еще в начале 19 века, когда первые попытки создания беспилотных аппаратов были ориентированы исключительно для военных целей. Однако, значительные прорывы в этой области произошли в последние десятилетия, благодаря развитию компьютерной технологии, микроэлектроники, беспроводных связей и датчиков. Сейчас существуют различные типы БПЛА, различающиеся по ТТХ, конструктивным особенностям и другим

параметрам. Выбор БПЛА напрямую зависит от задачи, которую необходимо выполнить. Для выполнения задач в военной сфере используют БПЛА самолетного и мультироторного типа, используемые для разведки, корректировки артиллерийского огня и поражения целей. Данные аппараты являются наиболее эффективными системами в данной области. Гражданский сектор включает промышленную область, в которой дроны позволяют осуществлять контроль и инспекцию оборудования и инфраструктуры на высоте без необходимости привлечения специального оборудования, сельское хозяйство, где БПЛА производят анализ почвы и наблюдение за растениями на полях, нефтегазовую, медицинскую и научные сферы, а также логистику и др. В данном случае наибольшее распространение получили БПЛА с функцией вертикального взлета и посадки, а также мультироторные небольшие модели. Кроме того, БПЛА играют важную роль в деятельности сотрудников правоохранительных органов. БПЛА решает вопрос обеспечения безопасности посредством патрулирования с последующим выявлением и фиксацией правонарушений, проведения оперативно-розыскных мероприятий и др. С помощью БПЛА осуществляется ликвидация последствий чрезвычайных ситуаций и происшествий: лесных пожаров, поиск и спасение людей, оценка разрушений после стихийных бедствий. Использование БПЛА может быть полезным и в уголовно-исполнительной системе (УИС) в целях обеспечения безопасности объектов УИС. БПЛА позволяет оптимизировать деятельность сотрудников, ответственных за охрану и безопасность объектов УИС. Одним из последних достижений в области развития БПЛА стало внедрение привязных беспилотных систем.

2. АНАЛИЗ МИРОВОГО РЫНКА В ОБЛАСТИ БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ

На сегодняшний день рынок беспилотных летательных аппаратов (дронов) не имеет абсолютного мирового лидера, ведь каждая страна добилась успехов в определенных аспектах производства и применения дронов. Однако, Китай, несомненно, занимает лидирующие позиции, его доминирование относительно и обусловлено несколькими факторами. Ключевым является масштаб производства, охватывающий весь цикл создания дронов – от разработки микросхем и электронных компонентов до производства корпусов, двигателей и прочих механических частей. Эта вертикально интегрированная структура позволяет Китаю предлагать как недорогие массовые модели, так и высокотехнологичные беспилотники для военных и гражданских нужд. Фактически, многие компании по всему миру, даже в США и Европе, зависят от китайских комплектующих, что указывает на глубокую интеграцию китайской промышленности в глобальную цепочку поставок для БПЛА. Компания DJI, безусловный лидер на рынке коммерческих дронов, является ярким примером китайского успеха. Модели Mavic, Mini, Air, а также новейшие инновационные разработки, такие как Neo и Flip, задают стандарты качества, функциональности и дизайна для всей отрасли. Они используются фотографами, кинематографистами, инженерами-геодезистами, а также в сельском хозяйстве, инспекции инфраструктуры и многих других областях. Однако DJI – это лишь вершина айсберга. Рынок гражданских дронов в Китае представлен множеством других компаний, таких как Autel Robotics, Hubsan, Syma Toys, GePRC и другие, которые предлагают конкурентоспособные по цене и качеству устройства, расширяя ассортимент и создавая здоровую конкурентную среду. Тем не менее, говорить о полном монополизме Китая было бы неверно. Россия уверенно занимает второе место в мире по производству БПЛА, уступая лишь Китаю. Это утверждение подкрепляется масштабной вовлеченностью всего российского военно-промышленного комплекса (ВПК) в разработку и производство беспилотников.

Развитие этой отрасли приобрело не только технологическое, но и глубокое стратегическое значение для обеспечения национальной безопасности страны. Богатые ресурсы, мощный промышленный потенциал и острая необходимость в современных средствах обороны стали катализатором стремительного развития российского рынка беспилотников, результатом которого стало создание широкого модельного ряда – от компактных квадрокоптеров до крупных ударных БПЛА, способных выполнять разнообразные задачи. Другие страны внесли и продолжают вносить значительный вклад в развитие технологий БПЛА, специализируясь в различных нишах. США, например, уделяют особое внимание разработке дронов с передовыми системами искусственного интеллекта (ИИ), которые способны к автономной навигации, распознаванию целей и принятию решений в сложных условиях. Эти технологии, во многом засекреченные, ориентированы преимущественно на военные нужды и демонстрируют высочайший уровень технологической сложности. Разработка и внедрение ИИ в БПЛА – это область, где США сохраняют лидерство, активно инвестируя в исследования и разработки в этой перспективной сфере. Израиль, известный своими передовыми военными технологиями, специализируется на создании дронов, предназначенных для выполнения задач по борьбе с терроризмом и обеспечению безопасности. Израильские беспилотники отличаются высокой маневренностью, надежностью и эффективностью в сложных операционных условиях, что делает их востребованными на мировом рынке. Турция также добилась значительных успехов в производстве ударных и разведывательных беспилотников, активно экспортируя их в различные страны мира. Успех турецких БПЛА связан с удачным сочетанием доступной цены и приемлемого качества, что делает их привлекательным вариантом для государств с ограниченным бюджетом. В целом, ситуация на мировом рынке БПЛА характеризуется полицентричностью. Китай обладает мощной промышленной базой и массовым производством, США – передовыми технологиями ИИ, Израиль – специализированными решениями для обеспечения безопасности, Турция – конкурентоспособными по цене ударными и разведывательными дронами. Различные страны сосредотачиваются на разных аспектах разработки и применения БПЛА, что создает здоровую конкуренцию и стимулирует инновации во всем мире. Это способствует постоянному совершенствованию технологий, расширению функциональности и снижению стоимости беспилотных летательных аппаратов, что делает их доступными для все большего круга потребителей и открывает новые возможности для их применения в самых разных областях человеческой деятельности. Будущее рынка БПЛА будет определяться не только масштабом производства, но и уровнем технологического развития, инновационными решениями и способностью адаптироваться к постоянно меняющимся потребностям рынка.

3. СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ МОДЕЛЕЙ ПРИВЯЗНЫХ БПЛА

Привязные беспилотные летательные аппараты (ПБПЛА) являются одним из наиболее перспективных средств, обеспечивающих длительное функционирование полезной нагрузки на высоте. Главное отличие таких дронов заключается в принципе их питания. Вместо бортовых аккумуляторов привязные беспилотники используют наземные источники питания. БПЛА соединен с базовой станцией питания с помощью троса/кабеля. Этот трос обеспечивает питание БПЛА, что позволяет беспилотнику работать в течение длительного времени, а также предоставляет возможность стабильного управления БПЛА и качественной передачи фото и видео, без помех и искажений. Однако непосредственная связь БПЛА с наземной станцией ограничивает радиус его действия, снижает маневренность аппарата. Привязные системы мобильны,

имеют облегченную конструкцию без АКБ на борту, быстро разворачиваются на местности и могут подолгу работать в режиме зависания. Они отлично подходят для охраны и исследования разнообразных объектов, воздушного видеонаблюдения за территориями, патрулирования, аэросъемки, проведения поисково-спасательных операций, организации местных навигационных сетей, создания сотового покрытия и систем связи.

Привязная система включает наземную станцию (источник питания и оборудование для управления дроном и обработки данных), трос, непосредственно сам БПЛА (обычно это мультикоптер: квадрокоптер, гексакоптер и т.д.) и полезную нагрузку. В БПЛА аппараты можно интегрировать широкий спектр полезных нагрузок для разведки, наблюдения и рекогносцировки, картографирования и съемки. Это могут быть датчики EO/IR, сканеры LiDAR, SAR (радар с синтезированной апертурой), высотомеры, транспондеры, газовые и химические датчики, парашюты и механизмы доставки. На Рисунках 1,2 представлены основные компоненты, входящие в состав привязной системы и обеспечивающие ее функционирование.

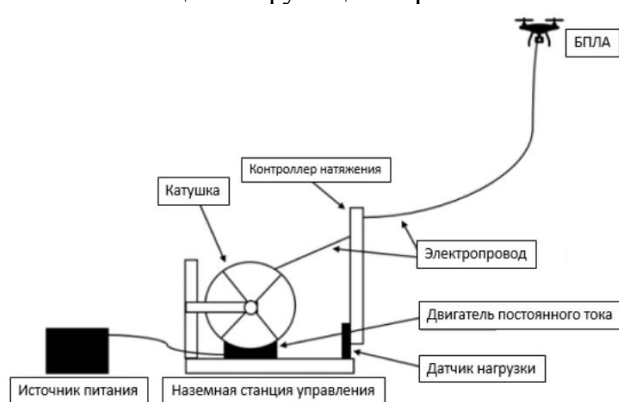


Рис.1. Конструкция привязной беспилотной системы.



Рис.2. Ключевые компоненты привязной беспилотной системы.

Преимущества привязных беспилотных систем:

1. Продолжительность полезной работы.
2. Стабильность. Привязь обеспечивает устойчивость в ветренную погоду.

Надежное соединение БПЛА с землей снижает воздействие ветра, турбулентности и остальных факторов.

3. Надежность. Кабель обеспечивает передачу данных без помех и искажений

4. Экономичность. Отсутствие необходимости в частой замене аккумуляторов снижает эксплуатационные расходы.

5. Оснащенность. Облегченная конструкция без бортовых аккумуляторов позволяет увеличить полезную нагрузку таких аппаратов, не превышая их взлетную массу.

Как и аккумуляторные модели, беспилотники с кабельным питанием от наземного источника классифицируют по разным критериям: по взлетной массе, высоте полета, техническому оснащению, назначению и т.д. Отличительным классификационным признаком является место базирования привязного БПЛА. Различают:

1. Аппараты стационарного базирования. Пример подобной системы представлен на Рисунке 3.



Рис.3. Стационарный привязной БПЛА.

2. Аппараты, базирующиеся на наземной мобильной платформе (например, на автомобиле). В таком случае перемещения БПЛА автоматически синхронизируются с движением автомобиля. Подобные системы используют для ведения прямых эфиров, видеонаблюдения, передачи сигнала и других целей. Система беспилотного летательного аппарата, смонтированная на транспортном средстве представлена на Рисунке 4.



Рис.4. Привязной БПЛА, базируемый на автомобиле.

3. Аппараты морского базирования (на корабле). На Рисунке 5 рассмотрен один из примеров размещения привязного БПЛА на базе морского судна.



Рис.5. ПБПЛА, расположенный на морском судне.

4. ВРЕМЕННЫЕ СЕТИ СВЯЗИ, СОЗДАВАЕМЫЕ С ПОМОЩЬЮ БПЛА

В условиях чрезвычайных ситуаций, стихийных бедствий или военных операций традиционные сети связи часто оказываются повреждены или недоступны. В таких случаях временные сети связи становятся критически важным инструментом для обеспечения координации и передачи данных. Одним из перспективных решений для организации временных сетей связи являются ПБПЛА, используемые в качестве мобильных базовых станций. Эти аппараты могут быстро развёртываться в зонах бедствий, обеспечивая покрытие связи на значительной территории. Они способны поддерживать различные типы связи, включая мобильную, радиосвязь и интернет, что делает их универсальным инструментом для экстренных ситуаций. В городских условиях привязные дроны помогут снизить нагрузку на стационарные станции сотовой связи, распределяя трафик в пиковые часы. Применение новых технологий и дронов позволяет повысить эффективность УКВ и LTE-связи. Их применение способно значительно улучшить координацию в чрезвычайных ситуациях, обеспечить связь в удалённых районах и повысить качество обслуживания на массовых мероприятиях (фестивали, спортивные мероприятия, митинги). Что же касается сельской местности, то привязные дроны смогут стать альтернативой дорогим вышкам сотовой связи. На Рисунке 6 наглядно представлен принцип действия привязной беспилотной системы, используемой в качестве временной точки связи, которая способна увеличить охваты сотовой сети и сети интернет.

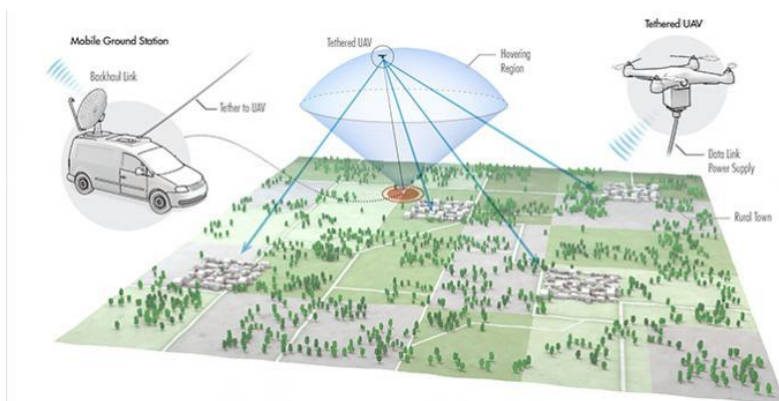


Рис.6. Принцип действия ПБПЛА, используемых в качестве летающих станций

Одной из удачных отечественных попыток демонстрации применения данной технологии в реальных условиях была предпринята в 2017 году. 5 декабря 2017 года исследовательский коллектив ИПУ РАН успешно провел уникальный эксперимент, не имеющий аналогов в мировой практике. Цель эксперимента заключалась в демонстрации возможностей разработанной ими привязной высотной беспилотной платформы для создания автономной сотовой сети, функционирующей на базе технологии LTE (Long Term Evolution). В ходе эксперимента восьмисторонний БПЛА, на борту которого была установлена базовая станция LTE, продемонстрировал непрерывную работу в течение трёх часов на высоте 80 метров над уровнем земли. Примечательно, что эта высокотехнологичная система обеспечивала бесперебойную передачу данных, голосового трафика и видеосигнала в радиусе до 100 метров. Для обеспечения стабильной работы БПЛА и базовой станции была применена инновационная система беспроводной передачи энергии большой мощности – до 6 киловатт. Эта энергия передавалась на борт летательного аппарата по тонкому, но прочному кабель-тросу из кевлара, внутри которого были проложены медные провода для передачи электроэнергии и оптический кабель для передачи данных. Использование такого кабеля позволило обеспечить надежное энергоснабжение, исключив необходимость использования громоздких и ограниченных по времени работы батарей на борту БПЛА. На Рисунке 7 представлено фото с момента запуска привязного БПЛА, используемого в качестве базовой сотовой станции.



Рис.7. Фото запуска экспериментальной модели привязного БПЛА

Стоит отметить, что в эксперименте использовалась аппаратура ведущих мировых производителей. Базовая станция LTE была предоставлена компанией Airspan, а наземное оборудование – компанией РДП РУ. Данный эксперимент стал очередным этапом в рамках масштабной исследовательской программы ИПУ РАН, руководимой профессором В.М. Вишневым, направленной на разработку привязных высотных беспилотных телекоммуникационных платформ длительного функционирования.

Также в феврале 2017 года Американская транснациональная телекоммуникационная компания "АТ&Т" провела испытания привязного квадрокоптера с парными винтами "Флаен Фелон Вингс", который предназначен для выполнения функций станции сотовой связи. БПЛА ориентирован на использование для быстрого восстановления связи на территориях, пострадавших от стихийных бедствий.

Эти платформы представляют собой перспективное решение для обеспечения связи в труднодоступных районах, на территориях, подверженных стихийным бедствиям, или в ситуациях, требующих быстрого развертывания мобильной

инфраструктуры. Использование привязной системы обеспечивает стабильность работы, исключая проблемы, связанные с автономным полетом и ограниченным временем работы батарей. Дальнейшие исследования в этом направлении могут привести к созданию новых поколений беспилотных телекоммуникационных систем, значительно расширяющих возможности современных сетей связи и предоставляющих доступ к высокоскоростному интернету даже в самых отдаленных уголках планеты. Реализация такого проекта может революционизировать подход к обеспечению связи в чрезвычайных ситуациях и в регионах с ограниченной инфраструктурой, открывая новые возможности для развития различных отраслей экономики и социальной сферы.

5. АНАЛИЗ МОДЕЛЕЙ ПРИВЯЗНЫХ БПЛА, ПРЕДЛАГАЕМЫХ К ПРИМЕНЕНИЮ

Рассмотрим модели, предлагаемые отечественными компаниями:

1. KARNEEV SYSTEMS занимается разработкой различных моделей БПЛА профессионального уровня, а также станций питания и других аксессуаров. Предлагаемые привязные мультикоптеры способны создавать широкополосные сети для сотовой связи, GSM, Wi-Fi, 3G/4G. На Рисунке 8 приведена одна из моделей (KS Кондор-П), предлагаемых KARNEEV SYSTEMS.



Рис.8. KS Кондор-П.

2. Геоскан – российская группа технологических компаний, которая занимается разработкой и производством беспилотных авиационных систем. Предлагает привязной комплекс, предназначенный для непрерывного мониторинга и ретрансляции сигналов с высоты до 100 метров (Рисунок 9). Комплекс позволяет выполнять задачи видеомониторинга и ретрансляции сигналов для мобильных и стационарных условий применения.



Рис.9. БПЛА Геоскан 401 Привязной.

3. Научно-производственная компания «БГ-Оптикс» сконструировала и серийно производит БЛА с питанием по кабелю от наземной станции. Аппарат получил наименование «Феникс СПП» — квадрокоптер с системой привязного питания. Комплекс «ФЕНИКС СПП» на базе беспилотного летательного аппарата квадрокоптерного типа с привязным питанием предназначен для ведения непрерывного воздушного мониторинга и ретрансляции сигналов в диапазоне высот до 150 м (Рисунок 10).



Рис.10. Готовый к работе ФЕНИКС СПП.

Среди зарубежных примеров ПБПЛА, которые способны функционировать в качестве временных средств связи рассмотрим наиболее актуальные:

1. Elistair (Франция). Решения компании по удержанию дронов, основанные на запатентованной Elistair технологии микропривязки, используются для длительных миссий по наблюдению с воздуха и экстренной связи. Elistair быстро развивалась и укрепила свои позиции, став одним из основных производителей привязных дронов сначала в национальном, а затем и в международном масштабе.

2. Sky Sapience HoverMast (Израиль). HoverMast позиционируется как эффективная платформа для военного наблюдения, разведки и обнаружения целей, а также для размещения средств связи, разведки связи (COMINT) и других электронных устройств. Она также может использоваться для наблюдения за границей, обеспечения безопасности в городах, контроля толпы и в других гражданских целях.

3. Американская компания "Аэро вайронмент инкорпорейтед" – мировой лидер в области беспилотных авиационных систем (БАС) разработала роботизированную наблюдательную систему, созданную на базе привязного квадрокоптера "Тезе Ай". Он предназначен для использования в военной сфере.

На сегодняшний день на рынке представлено множество привязных решений, которые можно интегрировать под определенные задачи.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, успешный прогресс в области технологий позволил использовать привязные высоколетящие платформы на основе мультикоптеров для различных задач, таких как разведка, наблюдение и целеуказание. Они могут эффективно поддерживать нанесение авиационных и ракетных ударов, а также корректировать огонь артиллерии и минометов. Эти аппараты также предназначены для решения задач мониторинга, ретрансляции и обеспечения телекоммуникации в системах связи и управления. Привязные БПЛА представляют собой эффективное решение для создания временных

сетей связи, обладая мобильностью, надежностью и возможностью функционирования в сложных условиях. Их применение может значительно увеличить скорость реагирования в экстренных ситуациях и помочь в спасении многих жизней.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ярцева, А. А. Технология ретрансляции сигнала с использованием стационарного привязного беспилотника / А. А. Ярцева // Молодежь и научно-технический прогресс: Сборник докладов XVII международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. В 2-х томах, Губкин, 04 апреля 2024 года. – Губкин: ООО "Ассистент плюс", 2024. – С. 180-183. – EDN KQYXMU.
2. Ананьев А. В., Основные принципы построения систем связи на базе беспилотных летательных аппаратов // А. В. Ананьев, К. С. Иванников, С. В. Филатов Труды МАИ. 2022. №125. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/osnovnye-printsipy-postroeniya-sistem-svyazi-na-baze-bespilotnyh-letatelnyh-apparatov> (дата обращения: 13.03.2025).
3. Ярцева, А. А. Проектирование и реализация привязного беспилотного воздушного судна на временных объектах УИС / А. А. Ярцева, А. В. Лубенцов // Актуальные проблемы деятельности подразделений уголовно-исполнительной системы: Сборник материалов Всероссийской научно-практической конференции. В 3-х томах, Воронеж, 24 октября 2024 года. – Воронеж: ООО Издательско-полиграфический центр "Научная книга", 2024. – С. 413-418. – EDN CSJRSO.
4. Ярцева, А. А. Перспективы внедрения беспилотных комплексов привязного типа в уголовно-исполнительную систему / А. А. Ярцева, А. В. Лубенцов // Актуальные проблемы деятельности подразделений уголовно-исполнительной системы: сборник материалов Всероссийской научно-практической конференции, Воронеж, 19 октября 2023 года. – Воронеж: Издательско-полиграфический центр «Научная книга», ФКОУ ВО Воронежский институт ФСИН России., 2023. – С. 326-329. – EDN AVECSW.

REFERENCE

1. Yartseva, A. A. Technology of signal retransmission using a stationary tethered drone / A. A. Yartseva // Youth and scientific and technological progress: Collection of reports of the XVII international scientific and practical conference of students, postgraduates and young scientists. In 2 volumes, Gubkin, April 04, 2024. – Gubkin: Assistant Plus LLC, 2024. – pp. 180-183. – EDN KQYXMU.
2. Ananyev A.V., Basic principles of building communication systems based on unmanned aerial vehicles // A.V. Ananyev, K. S. Ivannikov, S. V. Filatov Proceedings of MAY 2022, No. 125. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/osnovnye-printsipy-postroeniya-sistem-svyazi-na-baze-bespilotnyh-letatelnyh-apparatov> (date of reference: 03/13/2025).
3. Yartseva, A. A. Design and implementation of a tethered unmanned aircraft at temporary penal facilities / A. A. Yartseva, A.V. Lubentsov // Actual problems of the activities of units of the penal enforcement system: A collection of materials of the All-Russian Scientific and Practical Conference
4. Yartseva, A. A. Prospects for the introduction of unmanned tethered-type complexes into the penal enforcement system / A. A. Yartseva, A.V. Lubentsov // Actual problems of the activities of units of the penal enforcement system: a collection of materials of the All-Russian Scientific and Practical Conference, Voronezh, October 19, 2023. Voronezh: Scientific Book Publishing and Printing Center, Voronezh Institute of the Federal Penitentiary Service of Russia, 2023, pp. 326-329. EDN AVECSW.

КОМПЛЕКСНАЯ ПРОБЛЕМА ОБРАБОТКИ И ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ НА ОПАСНОМ ПРОИЗВОДСТВЕННОМ ОБЪЕКТЕ В МЕГАПОЛИСЕ

А. В. Шестаков¹, М. А. Тукмачева¹

¹Санкт-Петербургский университет ГПС МЧС России, Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Доклад посвящён комплексной организационно-технической проблеме обработки и передачи информации на основе цепей Маркова. Отражена необходимость формализованного учета рисков информационной, функциональной и пожарной безопасности на опасных производственных объектах в мегаполисе.

Ключевые слова: информация, опасный производственный объект, информационная безопасность, функциональная безопасность, пожарная безопасность, мегаполис.

THE COMPLEX PROBLEM OF INFORMATION PROCESSING AND TRANSMISSION AT A HAZARDOUS PRODUCTION FACILITY IN A MEGALOPOLIS

A. V. Shestakov¹, M. A. Tukmacheva¹

¹Saint-Petersburg university of State fire service of EMERCOM of Russia, Saint-Petersburg, Russia

Abstract. The report is devoted to the complex organizational and technical problem of processing and transmitting information based on Markov chains. The necessity of formalized consideration of information, functional and fire safety risks at hazardous production facilities in a megalopolis is reflected.

Keywords: information, hazardous production facility, information security, functional safety, fire safety, megalopolis.

1. ВВЕДЕНИЕ

Пожары являются распространенной причиной несчастных случаев, на пожарах ежегодно погибают более 300 000 человек во всем мире. Риски возникновения пожаров тесно связаны с густонаселёнными городами, которые быстро растут в условиях урбанизации. Мегаполисы – города с высокой плотностью проживания населения. Пожары на опасных производственных объектах в мегаполисе являются одной из серьезных городских катастроф из-за повышенной плотности населения, значительной экономической ценности зданий, высоких материальных убытков и тяжелых последствий аварий, приводящих к возникновению неблагоприятных условий. Высокая концентрация людей и имущества значительно усложняет операции по тушению пожара и эвакуации людей в случае возгорания опасного производственного объекта (ОПО). Экономическая ценность самого объекта, конструкций внутри него и последствия в случае аварии подчёркивают важность вопроса управления кризисными ситуациями, связанными с пожарами [1].

Для обеспечения безопасности объекта защиты необходимо противостоять опасностям не только в области пожарной безопасности, а также учитывать риски функциональной и информационной безопасности, т.к. их комплексное воздействие несет угрозу причинения вреда ОПО (см. рисунок 1) [2].



Рис.1. Система «Опасность – риск – безопасность» (источник: [3])

Классическая модель стихийных бедствий, которой руководствуются службы по чрезвычайным ситуациям (ЧС) состоит из таких фаз, как: снижение последствий в случае возникновения ЧС; готовность к ЧС; реагирование на ЧС; восстановление после ЧС. «Жизненный цикл» комплексного управления чрезвычайными ситуациями направлен на минимизацию человеческих потерь в результате стихийных бедствий за счёт определения необходимых действий и своевременного и адекватного выделения человеческих и финансовых ресурсов [4,5].

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Меры по смягчению последствий необходимы для снижения уязвимостей на ОПО мегаполисов в неопределенный момент времени. Данные меры направлены на предотвращение катастрофических событий, которые не видны в режиме повседневной деятельности объекта. С учетом обеспечения информационной, функциональной и пожарной безопасности объекта они могут включать в себя профилактические мероприятия, направленные на повышение устойчивости объекта и противодействие различным угрозам, однако мероприятия могут быть не связаны между собой. Соответственно учет тех или иных событий в одной сфере безопасности, может не входить во внимание в другой.

Оценка рисков является важным компонентом управления рисками стихийных бедствий и процесса планирования и предотвращения последствий на сколько это возможно. Цель оценки рисков состоит в том, чтобы определить характер риска, его источник и выявить уязвимые места. Оценка рисков помогает определить приоритетность мер по управлению рисками, принимая во внимание вероятность и последствия потенциальных событий, эффективность профилактических мер и доступность ресурсов [6].

Вербальное описание опасностей или качественная оценка рисков не является достаточно точным методом прогнозирования ЧС, поэтому существует необходимость в количественной оценке рисков, а именно представление опасностей в формальных моделях. Одними из математических методов, которые достаточно просты в применении являются методы, основанные на теории конечных цепей Маркова.

Сущность марковского подхода состоит в том, что процесс оценки рисков можно представить в виде графа с вершинами состояний $\{S\}$ и ориентированными дугами $\{p_{ij}\}$ (см. рисунок 3). Совокупность рисков на ОПО мегаполиса можно представить в виде системы с вершинами состояний информационной, функциональной и пожарной безопасности и переходов их в другое последовательное состояние.

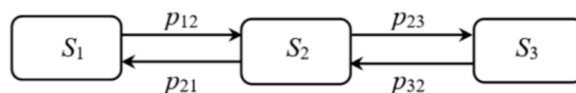


Рис.2. Марковская цепь при R=3 (источник: [7])

Граф представляет собой однородную марковскую цепь и в случае перечня из R состояний ее можно описать квадратной матрицей P размером $R \times R$:

$$P = \begin{bmatrix} p_{11} & \cdots & p_{1R} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ p_{R1} & \cdots & p_{RR} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

Математически охарактеризовать динамику случайности наступления событий в цепи Маркова можно следующим образом:

$$X = (X_n)_{n \in N} = (X_0, X_1, X_2, \dots), \quad (2)$$

где X – событие, которое может наступить;

n – момент времени;

N – количество моментов времени.

Существует дискретное множество E , из которого процесс берёт значения в каждый момент времени n :

$$X_n \in E, \quad \forall n \in N, \quad (3)$$

где E – множество событий N .

Для того чтобы узнать вероятность того, что три состояния процесса, как показано на рисунке 2, будут иметь значения (S_1, S_2, S_3) , необходимо вычислить вероятность P следующим образом:

$$P(X_0=S_1, X_1=S_2, X_2=S_3). \quad (4)$$

На опасных производственных объектах величина потенциального риска $P(a)$ определяется по следующей формуле [8]:

$$P(a) = \sum_{j=1}^J Q_{aj}(a) \times Q_j, \quad (5)$$

где J – количество сценариев развития пожара;

$Q_{aj}(a)$ – условная вероятность поражения человека;

Q_j – частота реализации сценариев.

Частота реализации j -го сценария пожара Q_j определяется по формуле:

$$Q_j = F_i \prod_{k=1}^{K_j} E_k, \quad (6)$$

где F_i – частота реализации события;

K_j – число ключевых событий при развитии j -го сценария пожара;

E_k – условная вероятность реализации k -го ключевого события.

К условной вероятности E_k добавим вероятность предыдущего состояния T_k и получим новую формулу:

$$Q_j = F_i \prod_{k=1}^{K_j} E_k \times T_k. \quad (7)$$

Применяется формула полной вероятности, в которой отражено, что вероятность равна вероятности получения S_1 , умноженного на вероятность S_2 , с учетом того, что до

этого была получена вероятность S_1 , и умноженного на вероятность S_3 , с учетом того, что ранее были получены S_1 и S_2 .

Математически вышеизложенное можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned} P(X_0=S_1, X_1=S_2, X_2=S_3) = \\ = P(X_0=S_1)P(X_1=S_2|X_0=S_1)P(X_2=S_3|X_0=S_1, X_1=S_2). \end{aligned} \quad (8)$$

Аналогичную запись математического представления графа можем получить при обратном переходе из соответствующих состояний.

Соответственно, рассчитывая формальными методами риски нарушения информационной и функциональной безопасности, возможно управление рисками пожарной безопасности ОПО мегаполиса, в том числе в части проведения превентивных мероприятий, позволяющих снизить риски возникновения пожарной опасности.

Специфика работы ОПО в части информационной безопасности заключается в работе с информацией ограниченного доступа. Сбор, доступ и обработка информации, например, о кибератаках недоступна для лиц, осуществляющих профилактическую деятельность в части уменьшения и предотвращения возникновения пожаров.

В настоящее время существует проблема, которую невозможно решить без объединения данных информационной, функциональной и пожарной безопасности. Методы оценки рисков и уязвимости на основе цепей Маркова могут быть адаптированы для оценки рисков возникновения пожаров на ОПО мегаполисов.

Обработанная информация об атаках на информационную сеть ОПО может помочь специалистам по чрезвычайным ситуациям выявить и оценить соответствующие факторы риска пожаров и принять соответствующие меры. Однако для этого необходимо собрать информацию об опасностях информационного и функционального характера из множества различных источников для моделирования и оценки риска возникновения пожара.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, методы объединения информации о различных видах опасностей на ОПО в качестве инструмента могут помочь лицам, принимающим решения, в разработке стратегий и мер по снижению и смягчению последствий в случае возникновения ЧС.

Уточненный математический аппарат для инженерных вычислений включает в себя следующие состояния и величины, представлен в виде:

$$P(a) = (Q_{aj}; Fi; Ek; T_k). \quad (9)$$

С учетом составляющих в формуле ограничений и допущений, можем применить численные методы расчета марковских моделей с помощью удаленных сил и средств, что является актуальным для решения комплексной проблемы обработки и передачи информации на опасном производственном объекте в мегаполисе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Masoumi, Z., van L. Genderen, J., Maleki, J. Fire Risk Assessment in Dense Urban Areas Using Information Fusion Techniques. ISPRS Int. J. Geo-Inf. 2019, 8, 579 p.
2. Тукмачева М.А., Шестаков А.В. Модель связности информационной, функциональной и пожарной безопасности опасных производственных объектов // Научно-аналитический журнал "Вестник Санкт-Петербургского университета

- Государственной противопожарной службы МЧС России". 2024. № 3. С. 98-126. DOI 10.61260/2218-130X-2024-3-98-126. EDN ANQYHG.
3. Литвинов В.А., Дудоров В.Е., Савченкова Е.Э., Солопова В.А. Оценка пожарных рисков: методические указания/ В.А. Литвинов, В.Е. Дудоров, Е.Э. Савченкова, В.А. Солопова. Оренбургский гос. ун-т. – Оренбург: ОГУ, 2017. – 49 с.
 4. March, A., Kornakova, M. Urban Planning for Disaster Recovery; Elsevier Science: Amsterdam, The Netherlands, 2017, 259 p.
 5. Twigg, J. Disaster Risk Reduction: Mitigation and Preparedness in Development and Emergency Programming; Humanitarian Practice Network, Overseas Development Institute: London, UK, 2004, 365 p.
 6. Dickson, E.; Baker, J.L.; Hoornweg, D.; Asmita, T. Urban Risk Assessments: An Approach for Understanding Disaster and Climate Risk in Cities; The World Bank: Washington, DC, USA, 2012, 207 p.
 7. Танклевский Л.Т., Таранцев А.А., Бабилов И.А. Метод управления поддержанием готовности средств противопожарной защиты с использованием Марковских цепей // Научно-аналитический журнал «Вестник С.-Петербургского университета ГПС МЧС России». 2022. № 4. С. 60–69. EDN XJXILG.
 8. Методика определения расчетных величин пожарного риска на производственных объектах, утвержденная приказом МЧС России от 26.06.2024 № 533.

REFERENCES

1. Masoumi, Z., van L. Genderen, J., Maleki, J. Fire Risk Assessment in Dense Urban Areas Using Information Fusion Techniques. ISPRS Int. J. Geo-Inf. 2019, 8, 579 p.
2. Tukmacheva M.A., Shestakov A.V. A model of connectivity of information, functional and fire safety of hazardous production facilities // Scientific and Analytical journal "Bulletin of the St. Petersburg University of the State Fire Service of the Ministry of Emergency Situations of Russia". 2024. No. 3. pp. 98-126. DOI 10.61260/2218-130X-2024-3-98-126 . EDN ANQYHG.
3. Litvinov V.A., Dudorov V.E., Savchenkova E.E., Solopova V.A. Fire risk assessment: guidelines/ V.A. Litvinov, V.E. Dudorov, E.E. Savchenkova, V.A. Solopova. Orenburg State University. Orenburg: OSU, 2017. 49 p.
4. March, A., Kornakova, M. Urban Planning for Disaster Recovery; Elsevier Science: Amsterdam, The Netherlands, 2017, 259 p.
5. Twigg, J. Disaster Risk Reduction: Mitigation and Preparedness in Development and Emergency Programming; Humanitarian Practice Network, Overseas Development Institute: London, UK, 2004, 365 p.
6. Dickson, E.; Baker, J.L.; Hoornweg, D.; Asmita, T. Urban Risk Assessments: An Approach for Understanding Disaster and Climate Risk in Cities; The World Bank: Washington, DC, USA, 2012, 207 p.
7. Tanklevsky L.T., Tarantsev A.A., Babikov I.A. The method of managing the maintenance of fire protection equipment using Markov chains // Scientific and analytical journal "Bulletin of the St. Petersburg University of the Ministry of Emergency Situations of Russia". 2022. No. 4. pp. 60-69. EDN XJXILG.
8. The methodology for determining calculated fire risk values at production facilities, approved by the Order of the Ministry of Emergency Situations of Russia dated 26.06.2024 № 533.

НАПРАВЛЕНИЯ УМЕНЬШЕНИЯ ВРЕМЕНИ ВЫПОЛНЕНИЯ ПРОТОКОЛОВ ОТКРЫТОГО КЛЮЧЕВОГО СОГЛАСОВАНИЯ

А.Д. Синюк, О. А. Остроумов

Военная орденов Жукова и Ленина краснознаменная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного (Военная академия связи), Санкт-Петербург, РФ

Аннотация. Задача своевременного обеспечения ключами криптографических средств распределённых корреспондентов телекоммуникационных систем связи очень ресурсоемка. Решение возможно с использованием протоколов согласования ключей по открытым каналам связи. На выполнение протокола требуется время, которое в свою очередь определяет время задержки на передачу закрытой информации между корреспондентами связи. Актуализируется поиск протоколов увеличенной скоростью формирования ключей обеспечивающих уменьшение времени ключевого согласования.

Ключевые слова: основной канал, канал утечки нарушителя, протокол открытого ключевого согласования, скорость формирования ключей.

DIRECTIONS OF REDUCING THE EXECUTION TIME OF OPEN KEY AGREEMENT PROTOCOLS

A.D. Sinyuk, O. A. Ostroumov

Military Orders of Zhukov and Lenin, Red Banner Academy of Communications named after Marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny (Military Academy of Communications), St. Petersburg, Russian Federation

Abstract. The timely provision task of keys for cryptographic means of distributed correspondents of telecommunication systems is very resource-intensive. The solution is possible using key agreement protocols over open communication channels. The execution of the protocol requires time, which in turn determines the delay time for the transmission of closed information between communication correspondents. The search for protocols with increased key generation speed that ensure a decrease in the key agreement time is updated.

Keywords: main channel, intruder leakage channel, open key agreement protocol, key generation speed.

Введение

В ходе исследований, приведенных в [1] определена постановка задачи ключевого согласования в модели связности между двумя корреспондентами связи и нарушителем:

от корреспондента А к корреспонденту В имеется основной канал связи описываемый моделью канала дискретного канала связи (ДСК) с вероятностью ошибки (p_m);

от корреспондента А к нарушителю Е имеется отводной канал связи (канал утечки) описываемый моделью ДСК с вероятностью ошибки (p_w);

от корреспондента А к корреспонденту В и в обратном направлении имеются безошибочные каналы обратной связи;

данные, передаваемые по безошибочным каналам обратной связи, перехватываются нарушителем по соответствующим безошибочным отводным каналам обратной связи (безошибочным канал утечки).

В результатах исследований [1] были приведены достижимых скоростей протокола формирования ключа, включающего последовательное использование простейших протоколов (примитивов):

преимущественное улучшение качества передачи информации в основном канале на основе кода $(n, 1)$ [2];

помехоустойчивое кодирование [3];

процедура “усиление секретности” [4].

Скорость формирования ключа R_k [1, 2] являлась основным параметром, характеризующим время ключевого согласования протокола. Потенциально достижимое минимальное время ключевого согласования характеризуется R_k равной ключевой пропускной способности C_k [2, 5].

Анализ работы [1] показал, что для некоторых сочетаний вероятностей ошибок в основном (p_m) и отводном (p_w) каналах и в особенности для случая, когда канал утечки превосходит основной канал по качеству ($p_m > p_w$), тогда информационный параметр – скорость формирования ключа R_k [1, 2] становится на много порядков меньше ключевой пропускной способности C_k . В итоге предлагаемые в [1, 2] протоколы существенно проигрывали во времени формирования ключа по открытым каналам связи. Это актуализирует поиск путей увеличения скорости формирования ключей, которые обеспечат уменьшение времени ключевого согласования.

Направления уменьшения времени формирования ключей протоколов открытого ключевого согласования

В целях увеличения скорости формирования ключа протокола в работе [6] исследован такой же протокол, как и в [1], но с той разницей, что в качестве помехоустойчивого кода в примитиве преимущественного улучшения основного канала используется помехоустойчивый (n, k) -код вместо $(n, 1)$ -кода. Сформированный ключ должен отвечать ряду требований в условиях минимизации времени его формирования и с учетом особенностей его формирования по открытым каналам связи с ошибками [1, 6]:

1. Требование по достоверности формирования определяется вероятностью несовпадения сформированных корреспондентами ключей – $P_{нес}^{Tp}$.

2. Требования по безопасности формирования определяются:

а) требуемой (минимально допустимой) длиной формируемого ключа – T^{Tp} [двоичных символов (дв.с)];

б) требуемым (максимально допустимым) количеством информации Шеннона, получаемым нарушителем о сформированном ключе – I_o^{Tp} [бит];

в) P_ε^{Tp} – вероятностью риска возникновения события, при котором информация Шеннона нарушителя о сформированном ключе превысит I_o^{Tp} .

Требования к ключу в [1, 6] определены в виде:

$$\begin{aligned} P_{нес} &\leq P_{нес}^{Tp}, \\ I_o &\leq I_o^{Tp}, \\ P_\varepsilon &\leq P_\varepsilon^{Tp}, \\ T &\leq T^{Tp}, \end{aligned} \tag{2}$$

где $P_{нес}$ – вероятность несовпадения сформированных ключей, I_o – количество информации Шеннона, получаемое нарушителем о сформированном ключе, P_ε – вероятность риска, что информация Шеннона нарушителя о сформированном ключе превысит I_o^{Tp} .

При проведении исследований в [6] для требований (1) к ключам определены пороговые значения:

$$\begin{aligned} P_{нес}^{Tp} &= 5 \cdot 10^{-2}, \\ T^{Tp} &= 64[\text{дв.с}], \\ I_o^{Tp} &= 5 \cdot 10^{-3} [\text{бит}], \\ P_\varepsilon^{Tp} &= 5 \cdot 10^{-3}. \end{aligned} \quad (3)$$

По полученным результатам в [6] сделан вывод, что применение помехоустойчивого (n, k) - кода в примитиве преимущественного улучшения основного канала увеличивает скорость формирования ключа. Так, например, для условий:

$$p_m = 2,35 \cdot 10^{-2}; \quad p_w = 2 \cdot 10^{-2},$$

и требований (2) и (3) показано в [6] что скорость формирования ключа посредством предлагаемого протокола на основе (n, k) – кода увеличена в 2,2331267 раза по сравнению со скоростью протокола на основе кода с повторением $(n, 1)$. Сделан вывод, что соответственно и время формирования ключа уменьшено 2,2331267 раза.

Дальнейшие исследования возможных путей увеличения скорости формирования ключа, связаны для случая построения комбинированного протокола [2, 5], когда совместно с примитивом преимущественного улучшения основного канала на основе помехоустойчивого (n, k) -кода дополнительно используется простейший протокол “запрос – ответ” [2, 5]. Суть этого примитива заключается в передаче последовательности в направлении от B к A , сложенной по модулю 2 с предварительно переданной в направлении от A к B случайной последовательностью [2]. Известно [2, 5], что использование протокола “запрос – ответ” приводит к ухудшению отводного канала нарушителя.

Для данного протокола получены выражения для оценки основных характеристик формируемого ключа. В частности, энтропия Ренни $R(n)$ [2, 5] для полученного нарушителем n – блока определяется согласно выражения:

$$\begin{aligned} R(n) = -P_{ac} \sum_{p=0}^{2^{n-k}-1} & \left[P(C_p) \log_2 \left\{ \left(\frac{1}{P(C_p)P_{ac}} \right)^2 \times \right. \right. \\ & \left. \left. \times \sum_{l=0}^{2^k-1} \left[\sum_{q=0}^{2^k-1} (p_w)^{F_{qp}} (1-p_w)^{n-F_{qp}} (p_m)^{I_{(l+qp) \bmod 2^k}} (1-p_m)^{n-I_{(l+qp) \bmod 2^k}} \right]^2 \right\} \right], \end{aligned} \quad (4)$$

где $P_{ac} = \sum_{i=0}^n A_i p_m^i (1-p_m)^{n-i}$ – вероятность приема информационного k -блока корреспондентом A , A_i – число кодовых слов веса Хемминга i [3] в (n, k) -коде, $P(C_p) = \sum_{j=0}^n A_j p_w^j (1-p_w)^{n-j}$ – сумма вероятностей векторов ошибок в канале утечки нарушителя длиной n , принадлежащих p -му смежному классу кода C_p [7], A_j – число слов веса j , принадлежащих p -му смежному классу (n, k) -кода C_p , F_{qp} – q -е слово

веса Хемминга F в p -м смежном классе (n, k) -кода C_p , I_Y - Y -е слово веса Хемминга I в (n, k) -коде.

Заключение

Компрометация нарушителем ключа защищенной криптографическими методами системы связи требует немедленной остановки информационного обмена шифрованными сообщениями между корреспондентами до момента ввода нового ключа. Этот промежуток времени определяет время задержки на передачу закрытой информации между корреспондентами системы связи.

Решение задачи своевременного обеспечения ключами криптографических средств распределённых корреспондентов телекоммуникационных систем связи тесно связано с использованием протоколов согласования ключей по открытым каналам связи. Становится актуальным поиск протоколов обеспечивающих уменьшение времени ключевого согласования (увеличение скорости формирования ключей).

Для этой цели в качестве первого направления предложено произвести замену помехоустойчивого кода $(n, 1)$ -кода примитива преимущественного улучшения основного канала на помехоустойчивый (n, k) -код, что увеличит информационную скорость передачи информации при выполнении протокола [6]. Второе направление увеличения скорости формирования ключей связано с построением комбинированного протокола [2, 5], когда совместно с примитивом преимущественного улучшения основного канала на основе помехоустойчивого (n, k) -кода дополнительно используется простейший протокол “запрос – ответ” [2], который обеспечивает к ухудшению отводного канала нарушителя. Для этого протокола оценки энтропии Ренни полученного нарушителем блока длиной n символов.

Полученные результаты могут быть интересны специалистам, разрабатывающим системы криптографической защиты информации, передаваемой в современных телекоммуникационных системах.

Направления дальнейших исследований связаны с оценкой скорости формирования ключа для комбинированного протокола с учетом оценки (4), а также с построением имитационной модели комбинированного протокола, для которого скорость формирования ключа может быть значительно увеличена по сравнению с вышеописанной оценкой скорости для протокола на основе (n, k) кода [6].

Литература

1. Синюк А. Д. Формирование трехстороннего шифрключа по открытым каналам связи с ошибками: монография. СПб.: Военная Академия связи, 2009. - 360 с.
2. Maurer U. Protocols for Secret Key Agreement by Public Discussion Based on Common Information // *Advances in Cryptology – CRYPTO '92, Lecture Notes in Computer Science*, Berlin: Springer–Verlag, 1993, Vol. 740. - pp. 461 – 470.
3. Берлекэмп Э. Алгебраическая теория кодирования, М.: Мир, 1971. - 139 с.
4. Bennett C., Brassard G., Crepeau C., Maurer U. Privacy amplification against probabilistic information // *IEEE Trans. on IT.*, 1993, No. 4.
5. Maurer U., Wolf S. Towards characterizing when information - theoretic secret key agreement is possible // *Advances in Cryptology – ASIACRYPT '96*, K. Kim, T. Matsumoto (Eds.), *Lecture Notes in Computer Science*, Berlin: Springer–Verlag, 1996, Vol. 1163. - pp. 145 – 158.
6. Давыдов А. В., Сысуев С. Ю., Остроумов О. А., Синюк А. Д. Способ формирования ключа шифрования / дешифрования. Патент RU № 2713694 С1 от 06.02.2020. МПК: H04L 9/16, заявка 06.05.2019, опубл. 06.02.2020.

7. Яковлев В.А. Защита информации на основе кодового зашумления. СПб.: ВАС, 1993, ч. I. - 245 с.

REFERENCES

1. Sinyuk, A. D. Formation of a three-way cipher key over open communication channels with errors: monograph. SPb.: Military Academy of Communications, 2009. - 360 p.
2. Maurer, U. Protocols for Secret Key Agreement by Public Discussion Based on Common Information // Advances in Cryptology – CRYPTO '92, Lecture Notes in Computer Science, Berlin: Springer–Verlag, 1993, Vol. 740. - pp. 461 – 470.
3. Berlekamp, E. Algebraic Coding Theory, Moscow: Mir, 1971. - 139 p.
4. Bennett, C., Brassard, G., Crepeau, C., Maurer, U. Privacy amplification against probabilistic information // IEEE Trans. on IT., 1993, No. 4.
5. Maurer U., Wolf, S. Towards characterizing when information - theoretical secret key agreement is possible // Advances in Cryptology – ASIACRYPT '96, K. Kim, T. Matsumoto (Eds.), Lecture Notes in Computer Science, Berlin: Springer–Verlag, 1996, Vol. 1163. - pp. 145 – 158.
6. Davydov, A. V., Sysuev, S. Yu., Ostroumov, O. A., Sinyuk, A. D. Method for generating an encryption/decryption key. Patent RU No. 2713694 C1 dated 06.02.2020. IPC: H04L 9/16, application 06.05.2019, published 06.02.2020.
7. Yakovlev, V.A. Information protection based on code noise. St. Petersburg: VAS, 1993, part I. - 245 p.

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИСТЕМА ОБРАБОТКИ ЗАПРОСОВ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ

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

Воронежский институт высоких технологий (ВИВТ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе дан анализ особенностей обработки сообщений в телекоммуникационной сети. Даны предложения по интеллектуальной системе. Представлена общая архитектура системы. Дана концептуальная схема алгоритма обработки сообщения. Приведены результаты тестирования системы.

Ключевые слова: телекоммуникационная система; сообщение; алгоритм; интеллектуальная обработка.

INTELLIGENT REQUEST PROCESSING SYSTEM IN THE TELECOMMUNICATIONS NETWORK

A. P. Preobrazhenskiy, Ya. E. Lvovich, T. V. Avetisyan, Yu. P. Preobrazhenskiy

Voronezh Institute of High Technologies (VIHT)

Abstract. The paper analyzes the features of message processing in a telecommunication network. Proposals for an intelligent system are given. The general architecture of the system is presented. A conceptual scheme of the message processing algorithm is given. The results of testing the system are presented.

Keywords: telecommunication system; message; algorithm; Intelligent processing.

1. ВВЕДЕНИЕ

В условиях стремительного роста цифровых сервисов и увеличения объема онлайн-коммуникаций эффективная и оперативная обработка данных становится критически важной для успешной деятельности организаций. Пользователи ожидают быстрых и точных ответов в любое время суток, что предъявляет повышенные требования к системам обслуживания клиентов. Однако традиционные методы поддержки, основанные на ручной обработке запросов, имеют существенные недостатки: высокая стоимость обслуживания, ограниченная доступность в нерабочее время, человеческие ошибки и замедленная реакция. Эти факторы могут привести к ухудшению клиентского опыта и потере лояльности потребителей.

Современные технологии искусственного интеллекта (ИИ), в частности обработка естественного языка (NLP), открывают новые возможности для автоматизации взаимодействия с клиентами. Интеллектуальные системы могут анализировать входящие запросы, выявлять их суть и предоставлять релевантные ответы в режиме реального времени, значительно улучшая качество обслуживания. Однако важно учитывать, что пользователи в ряде случаев должны иметь индивидуальный подход и персонализацию. Таким образом, ключевой задачей автоматизированных решений является баланс между автоматизацией и сохранением естественности взаимодействия.

Данная работа связана с созданием интеллектуальной системы [1], способной эффективно обрабатывать клиентские запросы, минимизируя затраты на использование ИИ и обеспечивая высокий уровень взаимодействия. В рамках исследования рассматриваются возможности применения сайта-агрегатора интернет-провайдеров, который предоставляет пользователям информацию о статусе заявки и позволяет

оформить заявку на подключение. Для взаимодействия с клиентами на сайте могут быть использованы мессенджеры Telegram и WhatsApp, в которые поступают запросы.

2. ОБЩАЯ АРХИТЕКТУРА СИСТЕМЫ

Общая архитектура интеллектуальной системы обработки запросов выстраивается вокруг нескольких функциональных модулей, взаимосвязанных между собой и обеспечивающих полноценную работу приложения. В центре структуры находится основной модуль, который принимает входящие сообщения от мессенджеров (Telegram, WhatsApp и т. д.) и направляет их или в скриптовую часть, или в модуль искусственного интеллекта. Выбор зависит от того, использует ли пользователь готовые пункты меню или формулирует запрос в свободной форме. Эта логика переключения скрыта от самого пользователя: система старается поддерживать «единый голос» ответов, чтобы человек не замечал, кто именно обрабатывает его вопрос. Важным элементом является модуль взаимодействия с сайтом-агрегатором провайдеров, куда через API отправляются полученные от клиента данные, связанные с подключением интернета или проверкой статуса заявки [2]. Этот модуль получает из внешнего сервиса ответы о наличии подключений и статусов, а затем возвращает их в центральный модуль для дальнейшей передачи клиенту. Наличие подобного компонента позволяет интегрировать чат-бота напрямую с бизнес-процессами агрегатора, что делает систему по-настоящему полезной для конечных пользователей, которым не нужно вручную искать и вводить информацию. Для связи с мессенджерами предусмотрены отдельные адаптеры. Каждый такой адаптер (или бот) содержит логику авторизации, форматирует ответы и принимает сообщения в специфичном для каждой платформы виде. Все решения, касающиеся маршрутизации диалога, хранятся за пределами этих адаптеров, чтобы при необходимости можно было легко изменить или добавить новый канал связи без существенной доработки всей системы. Критически важными являются два модуля, отвечающие за учёт состояний. Первый — модуль хранения состояния клиента, необходимый самой системе, чтобы понимать, какой шаг пользователь уже прошёл и что ему предложить дальше. Второй — модуль хранения контекста, который обеспечивает непрерывность разговора, «запоминая» предыдущие сообщения и учитывая историю в решениях, принимаемых как скриптами, так и ИИ. Использование двух отдельных модулей позволяет гибко разделять внутренние механизмы логики (например, сброс временных данных при бездействии или переключение между пунктами меню) и контекстный анализ, где важна история последних реплик для формирования корректного ответа. По прошествии заданного времени система автоматически «забывает» предыдущие сообщения, освобождая ресурсы и минимизируя риск утечек данных. Подобная политика удаления контекста также способствует тому, что пользовательский диалог не разрастается бесконтрольно и сохраняется в разумных пределах. Модуль интеграции с искусственным интеллектом (в частности, с моделью ChatGPT через API OpenAI [1]) выступает в роли интеллектуального движка, способного обрабатывать свободные формулировки пользователей. Он принимает контекст разговора из соответствующего модуля, генерирует ответ и возвращает его в центральный узел системы, откуда сообщение отправляется обратно клиенту через соответствующий адаптер. При этом предусмотрены механизмы защиты от потенциально опасных или некорректных запросов, чтобы не допустить SQL-инъекций, вредоносных ссылок и прочих угроз, которые могут возникнуть при работе с динамической генерацией текста. Наконец, в качестве надёжного инструмента для логирования и аналитики служит подсистема хранения данных, в которой диалоги архивируются по месяцам, а технические и отладочные логи сохраняются для возможного анализа в случае сбоев или спорных ситуаций. Такая организация позволяет

отслеживать, как часто пользователи обращаются к пунктам меню, как часто систему приходится переключать на ИИ, и какие аспекты взаимодействия нуждаются в улучшении. Кроме того, логи помогают выявлять попытки атак и сохранять доказательную базу для реагирования на инциденты. Важную роль играет модуль `clientTimers.js`, который управляет таймингом ответов, формируемых ИИ. Вместо того чтобы отвечать на каждое сообщение моментально, система отслеживает заданный промежуток времени после последнего сообщения от пользователя. Это даёт клиенту возможность написать сразу несколько связанных вопросов, и только потом получить обобщённый ответ. Таким образом, пользователь не испытывает дискомфорта от «дробных» реакций бота, а само приложение делает меньше обращений к API, снижая итоговую стоимость.

Другая важная составляющая — `mainMenu.js`, отвечающая за взаимодействие пользователя с главным меню. Здесь находятся сценарии для выбора конкретной категории (например, «Проверить статус заявки», «Оформить новую заявку», «Техподдержка», «Сотрудничество»). Если клиент выбирает соответствующий пункт, система сразу обращается к нужной скриптовой логике или, при необходимости, к модулям ИИ, не требуя от пользователя ввода специальных команд [3].

Для контроля над частотой использования искусственного интеллекта применяется `responseLimiter.js`. Он хранит данные о количестве обращений к ИИ от конкретного клиента. Поскольку каждое обращение к внешним сервисам машинного обучения обходится недёшево, ограничение количества вызовов помогает оптимизировать расходы и избежать злоупотреблений. Если пользователь достиг лимита, бот может предложить ему использовать скриптовые ответы или дождаться сброса счётчика. Кроме того, в системе введено ограничение на длину сообщений, которые пользователь может отправить. Это сделано как для экономии средств (ведь длинные тексты занимают больше токенов при передаче к ИИ), так и в целях безопасности, поскольку слишком объёмные или нестандартно сформированные сообщения могут содержать вредоносные вставки или провоцировать сбои в работе.

Общая структура системы сочетает в себе центральный модуль управления сообщениями, интеграцию с мессенджерами, два отдельных модуля для работы со «статусами» и «контекстом», интеллектуальный движок для понимания свободных формулировок и модуль для связи с внешним сайтом-агрегатором провайдеров. Такая конфигурация упрощает разработку, тестирование и дальнейшее развитие проекта, делая систему гибкой, масштабируемой и удобной в использовании как для конечных пользователей, так и для администраторов. На рис. 1 показана концептуальная схема алгоритма обработки сообщения. Процесс обработки клиентского сообщения представляет собой последовательность шагов, направленных на обеспечение точности, безопасности и удобства взаимодействия. Алгоритм начинается с поступления нового сообщения от клиента и его первоначальной проверки на соответствие установленным ограничениям. В первую очередь, система анализирует, превышен ли лимит использования ИИ для данного клиента. Если лимит достигнут, пользователю отправляется уведомление, информирующее его о необходимости дождаться следующего доступного периода взаимодействия. Аналогичным образом проверяется лимит на количество символов в сообщении — в случае превышения клиент получает соответствующее уведомление. Далее выполняется проверка на блокировку клиента. Если пользователь ранее был добавлен в чёрный список из-за нарушений, система моментально уведомляет его об ограничении доступа и завершает обработку. Если блокировка отсутствует, алгоритм переходит к определению текущего состояния клиента. Если состояние имеется, обработка продолжается в соответствии с выбранной категорией меню.

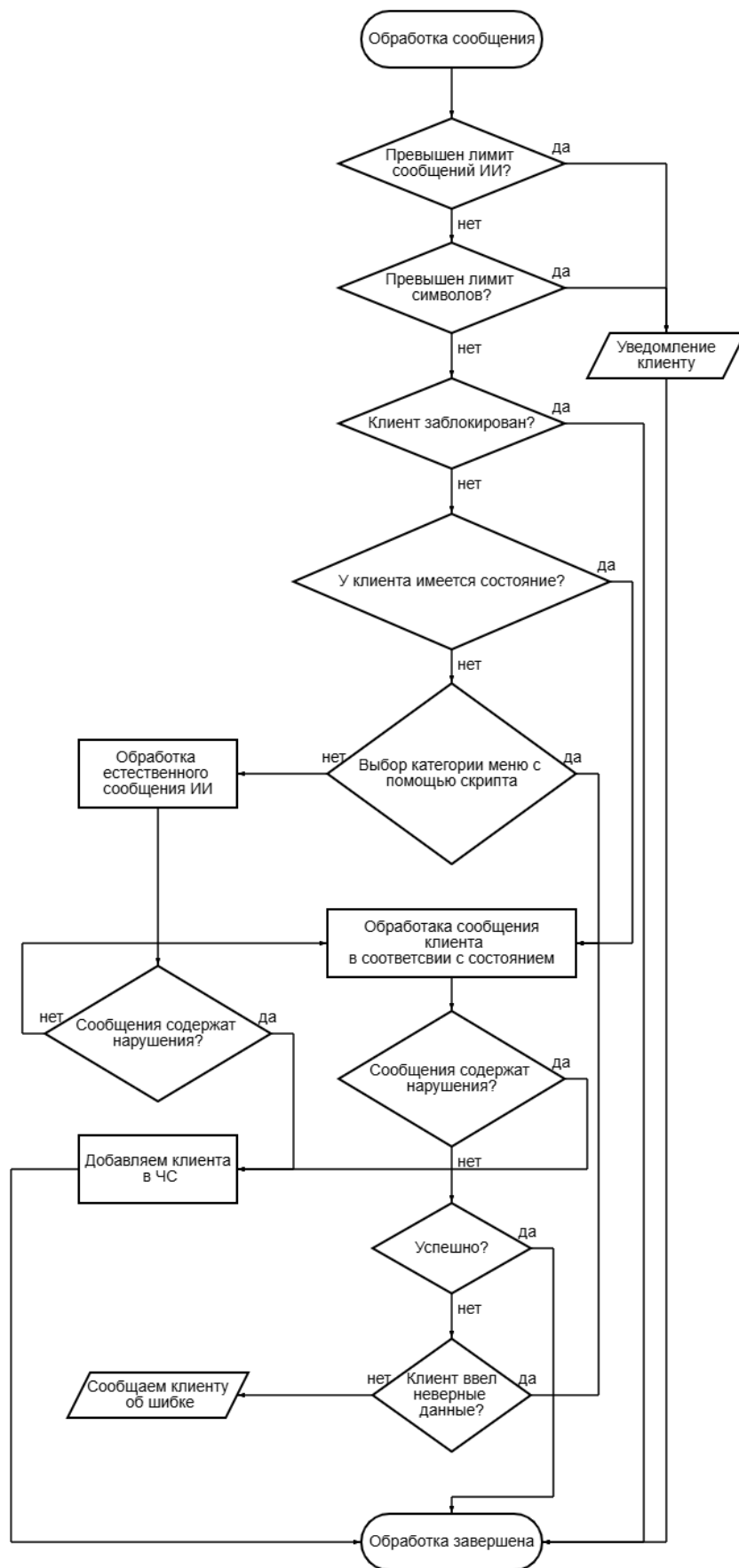


Рис. 1. Концептуальная схема алгоритма обработки сообщения

На следующем этапе анализируется содержание сообщения на предмет нарушений, таких как попытки спама, SQL-инъекций или иных вредоносных действий. Если выявлены нарушения, клиент автоматически добавляется в черный список и получает уведомление. При отсутствии нарушений система переходит к выполнению основного сценария обработки запроса. В случае успешного выполнения запроса система завершает обработку. Если клиент вводит некорректные данные, ему предоставляется возможность повторного ввода с уточнением. Таким образом, алгоритм обеспечивает многоуровневую защиту от злоупотреблений.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ТЕСТИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ

Для оценки эффективности ИИ при оформлении заявки на подключение интернета была проведена серия тестов, в которых приняло участие 18 человек: 10 человек из WhatsApp и 8 — из Telegram. В ходе эксперимента ИИ корректно обработал 15 заявок, то есть около 83% от общего числа обращений (18). В 3 случаях (примерно 17%) данные были обработаны неполным образом.

Таким образом, ИИ продемонстрировал высокую точность данных, а оставшиеся неточности можно объяснить естественными ошибками, которые неизбежно возникают при вводе данных. Результаты тестирования подтверждают, что интеллектуальный модуль эффективно выполняет основную задачу — сбор и стандартизацию данных.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Искусственный интеллект в системе помогает более глубоко анализировать запросы пользователей. Он способен стандартизировать предоставленные данные, что снижает вероятность ошибок и улучшает качество обработки информации. Дополнительное преимущество состоит в умении ИИ реагировать на ошибки людей. Если пользователь неправильно оформил заявку или запросил некорректный статус, система помогает исправить проблему, направляя клиента на повторное оформление или уточнение данных.

ЛИТЕРАТУРА

1. OpenAI API Documentation. OpenAI — API для работы с моделями искусственного интеллекта. // Официальная документация. [Электронный ресурс] URL: <https://platform.openai.com/docs/>.
2. Логинова А.О., Горожанов А.И., Алейникова Д.В. Программные инструменты создания и анализа массивов текстов коротких электронных сообщений пользователей социальных сетей // Филологические науки. Вопросы теории и практики. – 2023. – Т. 16. – № 11. – С. 3641-3647.
3. Браун И. Разработка веб-приложений с использованием Node.js // М.: ДМК Пресс, 2019. – 352 с.

REFERENCES

1. OpenAI API Documentation. OpenAI is an API for working with artificial intelligence models. Official documentation. [Electronic resource] URL: <https://platform.openai.com/docs/>.
2. Loginova, A.O., Gorozhanov, A.I., Aleynikova, D.V. Software tools for creating and analyzing arrays of texts of short electronic messages of users of social networks. Issues of Theory and Practice. – 2023. – T. 16. – № 11. – P. 3641-3647.
3. Braun, I. Development of web applications using Node.js // Moscow: DMK Press, 2019. – 352 p.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПРОГРАММНЫХ КОМПЛЕКСОВ ДЛЯ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ СИГНАЛОВ

А. С. Костюков¹, О. В. Бойко², М. А. Сиваш³

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

²Черноморское высшее военно-морское орденов Нахимова и Красной Звезды училище имени П.С. Нахимова (ЧВВМУ), г. Севастополь, Россия

³Военный ордена Жукова университет радиоэлектроники (ВУР), г. Череповец, Россия

Аннотация. В процессе инженерной и научной деятельности приходится производить решение математических задач различной сложности. Решения данных задач необходимы для последующей оценки работоспособности разрабатываемого устройства, определения его основных характеристик, а также для анализа результатов лабораторных исследований. Зачастую подобные расчёты осложняются либо многоуровневым и цикличным характером задачи, либо излишне громоздкими входными данными, которые могут быть представлены в виде массивов или комплексных переменных. Поэтому для оптимизации процессов научных исследований и инженерных разработок существует ряд программ математического расчёта, из которых на основании данных анализов будет проведён подбор наиболее актуальных и востребованных программных комплексов, позволяющих с большей эффективностью найти наибольшего количества задач. К исследуемым программам следует отнести: Matlab, Scilab, GNUOctave, Mathcad и SMathStudio. В данных анализах будут представлены основные особенности, преимущества и недостатки каждой программы, а затем с помощью таблицы будет проведена сравнительная характеристика программ математического анализа по их функционалу и отличительным чертам рабочего процесса, также необходимо выявить схожие особенности и различия между программами.

Ключевые слова: Mathcad, Matlab, Scilab, SMathStudio, GNUOctave, автоматизация математических расчётов, графическое представление математической модели.

COMPARATIVE ANALYSIS OF SOFTWARE COMPLEXES OF AUTOMATED MATHEMATICAL ANALYSIS

A.S. Kostyukov¹, O.V. Boyko², M.A. Civash³

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

²Black Sea Higher Naval Order of Nakhimov and the Red Star named after P.S. Nakhimov (ChVVMU), Sevastopol, Russia

³Military Order of Zhukov University of Radio Electronics (VUR), Cherepovets, Russia

Abstract. In the process of engineering and scientific activity, it is necessary to solve mathematical problems of varying complexity. Solutions to these problems are necessary for the subsequent assessment of the operability of the device being developed, determining its main characteristics, as well as for analyzing the results of laboratory studies. Often, such calculations are complicated either by the multilevel and cyclical nature of the task, or by unnecessarily cumbersome input data, which can be represented as arrays or complex variables. Therefore, to optimize the processes of scientific research and engineering development, there are a number of mathematical calculation programs, from which, based on these analyses, the selection of the most relevant and in-demand software complexes will be carried out, allowing to find the greatest number of tasks with greater efficiency. The programs under study include: Matlab, Scilab, GNU Octave, Mathcad and SMath Studio. In these

analyses, the main features, advantages and disadvantages of each program will be presented, and then, using the table, a comparative characteristic of mathematical analysis programs will be carried out according to their functionality and distinctive features of the workflow, it is also necessary to identify similar features and differences between programs.

Keywords: Mathcad, Matlab, Scilab, SMATHStudio, GNUOctave, automation of mathematical calculations, graphical representation of a mathematical model.

1. ВВЕДЕНИЕ

Научные исследования физико-математического профиля, как правило, сопровождаются анализом данных, полученных при лабораторных исследованиях. То же самое наблюдается и в области инженерного проектирования радиоэлектронных устройств, средств авиа- и ракетостроительной деятельности, динамического отслеживания состояния атомного реактора и многих других направлений. В каждом из представленных случаев необходим математический расчёт, решение которого используется для определения тех или иных характеристик исследуемого объекта или ситуации. Также на основании полученных результатов расчёта можно выявить дальнейший путь при проектировании устройства или же определить, необходимо ли вводить коррективы в уже имеющуюся модель. Так или иначе, математический анализ данных необходим для проведения научной деятельности.

Математический анализ на определённом уровне исследования объекта имеет ряд осложнений. Проблема состоит в том, что в большинстве случаев математическая модель исследуемой ситуации вмещает в себя огромное количество функций, которые в свою очередь могут быть заданы параметрически или зависеть от других составляющих уравнения. Также в качестве входных данных могут выступать массивы значительной размерности, комплексные переменные, матрицы, полученные при исследовании графов – наличие данных подобного типа существенно усложняет процесс расчёта. Кроме того, сама исследуемая задача может подразумевать необходимость решения систем линейных уравнений, дифференциальных уравнений и определение значения интегрируемой функции, и всё это при том, что процесс решения задачи вполне может принять циклический характер или же алгоритм данного решения может зависеть от некоторых условий, объявляемых на любом этапе расчёта. При всех вышеуказанных проблемах становится ясно, что реализация математического расчёта в научных и инженерных проектах без использования программных комплексов математического анализа не представляется возможным.

Кроме того, программы математического расчёта предоставляют возможности для построения двумерных графиков, поверхностей и стереометрических фигур на основании предоставляемых функций. Также эти графики в большинстве программ могут подвергаться последующему редактированию. Построение и редактирование графиков функций в программах математического расчёта позволяет не только провести наглядный анализ изменения зависимости, но также и подготовить отчёт, что также очень полезно.

2. СРАВНЕНИЕ ПРОГРАММНЫХ СРЕД

Matlab

Matlab является не только программным обеспечением, предназначенным для составления математической модели, её анализа и расчёта данных, но также и языком программирования, с помощью которого пользователь может создавать программы для дальнейшего их использования в узконаправленных расчётах.

Интерфейс данной программы состоит из панели инструментов, строки состояния, командного окна, вкладки Workspace, из которой пользователь может получить доступ к содержимому рабочей среды и различным модулям ToolBox, а также окна со вкладкой Command History, что показано на рисунке 1.

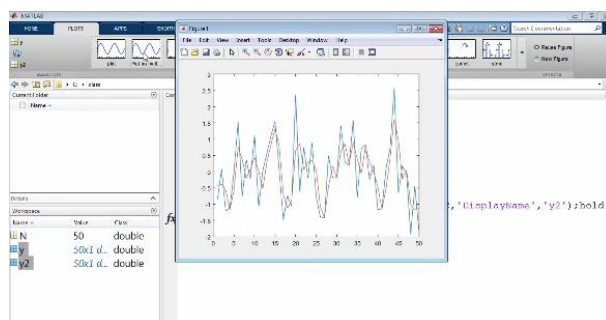


Рис.1. Рабочее окно Matlab.

Среда математического моделирования и программирования Matlab обладает широким спектром команд, направленных как на наиболее удобное представление входных переменных, использование тригонометрических, логарифмических и экспоненциальных функций, так и на наиболее реализацию наиболее полного списка операций над векторами и матрицами.

С помощью Matlab пользователь может без проблем решить систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), используя всего одну функцию `linsolve`, что является явным преимуществом программы.

Для построения и редактирования графиков, а также изображений стереометрических фигур и поверхностей.

Отлично реализована в Matlab работа с файлами, позволяющая не только сохранять и загружать программный код, но также эта система позволяет загружать растровые изображения с последующей возможностью их обработки.

Подробное описание функционала ПО Matlab предоставлено в [1] и [2].

Scilab

Scilab представляет из себя пакет прикладных математических программ, предоставляющих многофункциональную программную среду для инженерных (технических) и научных расчётов. Это наиболее полный и доступный аналог Matlab.

По своему функционалу Scilab можно расценивать как многогранный пакет инженерных программ, в который входит не только удобный и достаточно лёгкий в освоении язык программирования, но также и основа для математического моделирования, представления данных во всевозможных графиках и многоуровневого инженерного расчёта, что показано на рисунке 2.

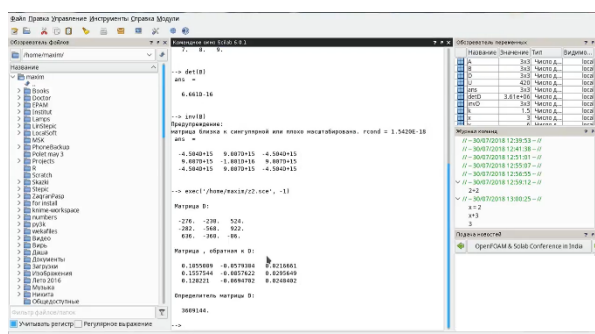


Рис.2. Рабочее окно Scilab.

Scilab предоставляет векторизованный язык программирования, что подразумевает наличие двух наборов арифметических операций: матричного и векторного типов.

Достоинства Scilab можно также отследить и по методике инженерных расчётов. Например, при расчёте тригонометрических функций по желанию пользователь может запросить ответ, представленный как в градусах, так и в радианах. При расчёте матрицы функционал Scilab позволяет получить как сумму всех элементов матрицы, так и сумму элементов строк или столбцов на выбор пользователя. Эта же тенденция прослеживается и при определении средних, минимальных и максимальных значений элементов матрицы. Язык программирования Scilab наделён функцией `linsolve`, оптимизированной для решения систем линейных алгебраических уравнений, что позволяет не применять более сложные в исполнении методы расчёта систем уравнений.

Программная среда Scilab позволяет представлять зависимости одних переменных от других в одномерном, двумерном и трёхмерном графике.

Помимо того, что Scilab включает в себя огромное количество востребованных функций, есть возможность добавления новых функций в библиотеки, написанные на различных языках программирования, например, на C, C++, Fortran и т.д.

Подробное описание функционала ПО Scilab предоставлено в [3] и [4].

GNUOctave

GNUOctave – высокоуровневый язык программирования, предназначенный для вычисления сложных математических расчётов, анализа данных и нахождения решения линейных и нелинейных алгебраических задач.

Данный язык программирования обладает рядом свойств: GNUOctave основан на языке C++; для запуска своих скриптов эта среда использует интерпретатор; язык программирования GNUOctave совместим с MatLab, что позволяет использовать обе программы для вычисления одного расчёта, что показано на рисунке 3.

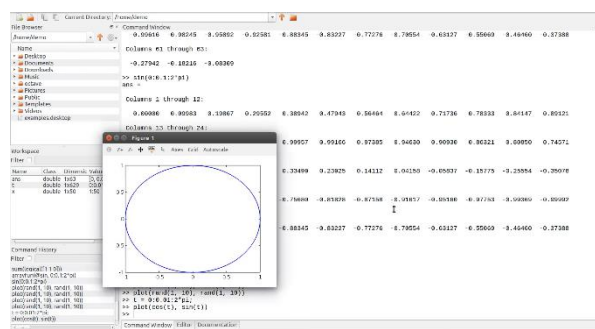


Рис.3. Рабочее окно GNUOctave.

Интерфейс программы по большей части состоит из окна интерпретатора, которое включает в себя целый перечень позиций, таких как, например, строка заголовка программы, строка главного меню, окно ввода и редактирования документа, панель вкладок и главная панель инструментов. Пользовательский интерфейс данного программного продукта позволяет создавать документы, вмещающие в себя одновременно команды входного языка, результаты вычислений в виде математических формул, текстовые комментарии и графические представления ответов.

GNUOctave располагает специальными функциями, направленными на работу с матрицами и векторами. Эти функции подразделяются на группы: функции для работы с матрицами, функции для работы с векторами и функции, реализующие численные алгоритмы решения задач линейной алгебры.

В GNUOctave реализован функционал для построения двумерных и трёхмерных графиков функций. Технология построения трёхмерных графиков в GNUOctave представляет из себя создание полигональной сетки, а затем изгибание её в узлах в соответствии с приведённой функцией и относительным положением точек поверхности.

В качестве языка программирования GNUOctave предполагает наличие в своём функционале условного оператора if, оператора множественного выбора switch, а также циклов for и while, также имеется оператор parfor, предназначенный для параллельных вычислений.

Подробное описание функционала ПО GNUOctave предоставлено в [5] и [6].

Mathcad

MathCad является системой автоматизированного расчёта, предназначенной для выполнения вычислений и анализа данных в научных и инженерных целях.

Интерфейс данной программы состоит из рабочего окна, главного меню, панели инструментов и математической панели. В пространстве рабочего окна обозначаются все необходимые входные данные и выражения для вычислений и обработки результатов; главное меню находится вверху рабочего окна и включает в себя команды, при помощи которых пользователь может создавать, редактировать файлы, управлять другими окнами программы, а также пользоваться командами управления процессом вычисления, такими как правка и команды символьных вычислений, что показано на рисунке 4.

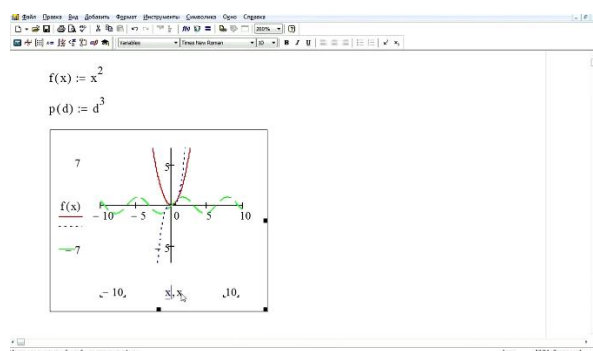


Рис.4. Рабочее окно Mathcad.

В среде математического расчёта MathCad возможно проведение основных арифметических операций, таких как возведение числа в степень и извлечение его из корня, а также реализован расчёт тригонометрических функций и логарифмов. Кроме того, MathCad обладает широким спектром возможностей обработки выражений, например, с помощью команды «Упростить» пользователь может воспользоваться встроенными алгоритмами для приведения выражения к более простому виду посредством скрытым математических преобразований. Таким же образом можно раскрыть выражение, если оно находится в скобках и, тем более, если выражение в скобках возведено в степень или стоит под корнем. В таком случае раскрытое выражение примет форму полинома, высшая степень которого будет определена степенью исходного выражения. Полученный полином, посредством применения сторонних алгоритмов среды математического моделирования MathCad, пользователь может разложить на множители. Также существует команда приведения подобных слагаемых для последующей их группировки, что также может применяться для упрощения выражения.

Среда математического моделирования MathCad располагает возможностями для вычисления предела, производной и интеграла функции. Также в MathCad можно составлять матрицы любой размерности и проводить над ними различного рода операции.

Кроме вышеуказанного, Mathcad располагает возможностями для построения двумерных и трёхмерных графиков функций и даже обладает командами, специализированными для построения сложных фигур.

Подробное описание функционала ПО Mathcad предоставлено в [7] и [8].

SMathStudio

SMathStudio представляет из себя программу для вычисления математических выражений и построения графиков функций.

Особенностью данной программы является её интуитивно понятный интерфейс, состоящий из панели некоторых математических функций, наборов инструментов для построения той или иной операции и рабочего пространства, представленного в виде всеми привычного тетрадного листа, что сразу располагает пользователя к работе в математическом редакторе SMathStudio.

На боковой панели интерфейса SMathStudio размещены наборы математических операций, инструменты размещения графиков функций, а также основные элементы синтаксиса языка программирования, что показано на рисунке 5.

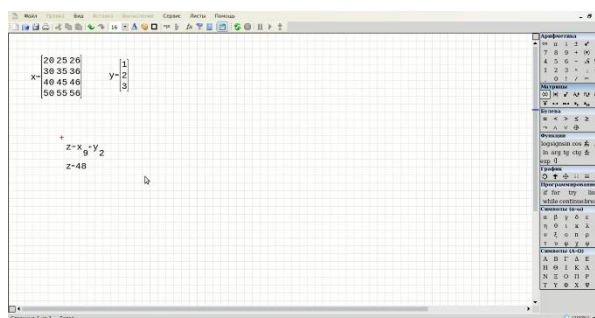


Рис.5. Рабочее окно SMathStudio.

Математический редактор SMathStudio располагает достаточно обширным функционалом для решения систем линейных и нелинейных алгебраических уравнений.

Среда математического моделирования SMathStudio предоставляет возможности дифференцирования и интегрирования функции. При этом, помимо нахождения производной относительно высшей степени переменной исходного выражения, пользователь может сам обозначить порядок дифференцирования посредством применения функции diff3 и введения в выражение производной соответствующего параметра.

В среде математического моделирования SMathStudio имеется возможность многогранного исследования функции, в частности нахождение точек её экстремума. При этом во избежание ошибок при нахождении производной функции необходимо переключить режим оптимизации с численного на символьный.

Как и аналогичные программы, SMathStudio предоставляет возможности для построения двумерных и трёхмерных графиков функций.

Подробное описание функционала ПО SMathStudio предоставлено в [9] и [10].

3. СРАВНЕНИЕ ПРОГРАММНЫХ СРЕД

Таблица 1. Сравнение программных продуктов Matlab, Scilab, GNUOctave, Mathcad, SMathStudio

	Matlab	Scilab	GNUOctave	Mathcad	SMathStudio
Возможность интегрирования функции	+	+	+	+	+
Возможность дифференцирования функции	+	+	+	+	+
Возможность работы над матрицами и векторами	+	+	+	+	+
Решение линейных и нелинейных уравнений	+	+	+	+	+
Решение линейных и нелинейных уравнений, реализуемое универсальной функцией	+	+	-	-	-
Построение двумерных и трёхмерных графиков	+	+	+	+	+
Построение поверхностей	+	+	+	+	+
Построение графиков в полярных координатах	+	+	+	+	+
Построение графиков функций, заданных параметрически	+	+	+	+	+
Построение графиков функций, реализуемое специальной командой	+	+	-	+	+
Построение особо сложных фигур с помощью специальных команд	-	-	-	+	-
Функции для обработки экспериментальных данных	-	-	-	+	-
Основные циклы и ветвления языка программирования	+	+	+	+	+
Отличительные команды языка программирования	-	-	+	-	-
Команды упрощения выражения	-	+	-	+	+
Функции для определения корней полинома	+	+	-	+	+
Особые функции обработки матриц	-	-	+	-	-
Расширенные параметры настройки оформления графиков функций	+	+	+	+	-

Данные таблицы подтверждают, что для решения всего перечня математических задач в той или иной степени подходит каждая из приведённых программ, различия в функционале являются некритичными, каждая из программ обладает как преимуществами, так и недостатками по сравнению со своими аналогами.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведя подробный анализ программных сред Matlab, Scilab, GNUOctave, Mathcad и SMathStudio можно заключить следующее.

Во-первых, данные программы по функционалу и сложности применения можно разделить на применение различными социальными группами. Например, программы Matlab и Scilab отлично подойдут для профессиональной эксплуатации в целях подготовки требуемого программного кода и создания приложений. GNUOctave можно использовать в обучающих целях перед тем, как начать пользоваться Matlab, т.к. у них схожая структура, но у GNUOctave она более примитивна. Такие программы, как Mathcad и SMathStudio подойдут, в большей степени, студентам в виду интуитивно понятной механики работы в данных программных комплексах и удобных средств для подготовки отчётов.

Во-вторых, данные программы можно отсортировать по доступности. Наиболее доступными и бесплатными программами являются Scilab, GNU Octave и SMathStudio. Для работы в Mathcad и Matlab необходимо купить лицензию или же оформить пробную версию программы сроком на 30 дней. Также стоит отметить, что программные среды Matlab и SMathStudio имеют облачные версии, что позволяет работать в них, не прибегая к установке на ПК, а запустив облачную версию в браузере на сайте производителя соответствующего ПО.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дьяконов В.П. MATLAB. Полный самоучитель. М.: ДМК Пресс, 2012. - 768 с.
2. Лазарев Ю.Ф. Начала программирования в среде MatLAB: Учебное пособие. К.: НТУУ "КПИ", 2003. - 424 с.
3. Алексеев Е.Р., Чеснокова О.В., Рудченко Е.А. Scilab: Решение инженерных и математических задач. М.: ALTLinux ; БИНОМ. Лаборатория знаний, 2008. - 260с.
4. Плещинская И.Е., Титов А.Н., Бадертдинова Е.Р., С.И. Дуев. Интерактивные системы Scilab, Matlab, Mathcad: учебное пособие. Казань: "КНИТУ", 2014. - 195 с.
5. Нигмедзянова А.М., Минсафина Э.И., Мамешина А.Н. Среда программирования OCTAVE. Задачи линейной алгебры. Графика: учеб.-методич. Пособие. Казань: Казан.ун-т, 2016. - 78 с.
6. Алексеев Е.Р., Чеснокова О.В. Введение в Octave для инженеров и математиков. М.: ALTLinux, 2012. - 368 с.
7. Новиковский Е.А. Учебное пособие «Работа в системе MathCAD». Барнаул: Типография АлтГТУ, 2013. - 114 с.
8. Кирьянов Д.В. Mathcad 15/MathcadPrime 1.0. – СПб.: БХВ-Петербург, 2012. - 432 с.
9. М.Н. Корницкая. Выполнение инженерных и научных расчётов в системе SMathStudio. Барнаул: "Алтайский государственный технический университет им. И.И. Ползунова", 2019. - 52с.
10. Пилипенко А.В., Пилипенко О.В., Федотов А.А. Методы решения профессиональных задач на ЭВМ: учебное пособие для высшего профессионального образования. Орел: ФГБОУ ВПО «Госуниверситет - УНПК», 2012. – С. 63-66.

REFERENCES

1. Dyakonov V.P. MATLAB. Complete tutorial. M.: DMK Press, 2012. - 768 p.
2. Lazarev Yu.F. Getting Started with MatLAB Programming: A Tutorial. K.: NTUU "KPI", 2003. - 424 p.
3. Alekseev E.R., Chesnokova O.V., Rudchenko E.A. Scilab: Solving engineering and mathematical problems. M.: ALTLinux; BINOMIAL. Knowledge Laboratory, 2008. - 260 p.
4. Pleshchinskaya I.E., Titov A.N., Badertdinova E.R., S.I. Duev. Interactive systems Scilab, Matlab, Mathcad: tutorial. Kazan: "KNRTU", 2014. - 195 p.
5. Nigmedzyanova A.M., Minsafina E.I., Mameshina A.N. OCTAVE programming environment. Linear algebra problems. Graphics: study-method. Manual. Kazan: Kazan.university, 2016. - 78 p.
6. Alekseev E.R., Chesnokova O.V. Introduction to Octave for engineers and mathematicians. Moscow: ALTLinux, 2012. - 368 p.
7. Novikovskiy E.A. Tutorial "Working in the MathCAD system". Barnaul: Printing house of Altai State Technical University, 2013. - 114 p.
8. Kiryanov D.V. Mathcad 15/MathcadPrime 1.0. - SPb.: BHV-Petersburg, 2012. - 432 p.
9. M.N. Kornitskaya. Implementation of engineering and scientific calculations in the SMathStudio system. Barnaul: "Altai State Technical University named after I.I. Polzunov", 2019. - 52 p.
10. Pilipenko A.V., Pilipenko O.V., Fedotov A.A. Methods for solving professional problems on a computer: a textbook for higher professional education. Orel: FGBOU HPE "State University - UNPK", 2012. - P. 63-66.

КРИТЕРИИ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ЭФФЕКТА СТОХАСТИЧЕСКОГО РЕЗОНАНСА В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ СОСРЕДОТОЧЕННОЙ ПОМЕХИ

А. С. Табакова

Омский государственный технический университет (ОмГТУ), Омск, Россия

Аннотация. Рассмотрено возникновение эффекта стохастического резонанса (СР) в нелинейной системе, включающей в себя цифровой фильтр на основе характеристической функции Ляпунова и пороговое устройство. Целью работы является исследование граничных значений интенсивности сосредоточенной помехи, при которых в нелинейной системе возникает стохастический резонанс. В процессе моделирования исследованы спектральные характеристики выходного сигнала системы. Приведенные результаты моделирования системы показывают наличие явления стохастического резонанса в условиях воздействия аддитивной смеси полезного квазидетерминированного сигнала и сосредоточенной помехи. Результаты исследований демонстрируют резонансный характер изменения отношения сигнал/шум на выходе системы при изменении интенсивности помехи на входе. Проведена аппроксимация зависимости отношения сигнал/шум с использованием степенных полиномов. На основе выполненной аппроксимации сформулированы критерии возникновения эффекта стохастического резонанса.

Ключевые слова: стохастический резонанс; характеристическая функция Ляпунова; пороговое устройство; нелинейная система; сосредоточенная помеха.

CRITERIA FOR THE EMERGENCE OF THE STOCHASTIC RESONANCE EFFECT UNDER CONDITIONS OF INFLUENCE OF CONCENTRATED INTERFERENCE

A. S. Tabakova

Omsk state technical university, Omsk, Russia

Abstract. The occurrence of the stochastic resonance (SR) effect in a nonlinear system including a digital filter based on the Lyapunov characteristic function and a threshold device is considered. The aim of the work is to study the boundary values of the concentrated interference intensity at which stochastic resonance occurs in the nonlinear system. In the process of modeling, the spectral characteristics of the output signal of the system were studied. The presented results of modeling the system show the presence of the stochastic resonance phenomenon under the influence of an additive mixture of a useful quasi-deterministic signal and concentrated interference. The research results demonstrate the resonant nature of the change in the signal-to-noise ratio at the system output when the interference intensity at the input changes. An approximation of the signal-to-noise ratio dependence is performed using power polynomials. Based on the approximation, the criteria for the occurrence of the stochastic resonance effect are formulated.

Keywords: stochastic resonance; Lyapunov characteristic function; threshold device; nonlinear system; concentrated interference.

1. ВВЕДЕНИЕ

Исследованию явления стохастического резонанса посвящены работы [1-4]. В этих работах на нелинейную систему воздействует аддитивная смесь, в которой мешающее

воздействие представляет собой «белый» шум. В данной работе предполагается провести исследование нелинейной системы при воздействии сосредоточенной помехи. В качестве одной из характеристик стохастического резонанса используется увеличение отношения сигнал/шум на выходе системы по сравнению с отношением сигнал/шум на её входе [2-4]. Для определения соотношения сигнал/шум на выходе системы находится спектральная плотность мощности выходного сигнала и далее определяется уровень спектральной составляющей на частоте входного регулярного воздействия [2-4]. Уровень данной спектральной составляющей соотносится с уровнем спектральных составляющих, обусловленных мешающим воздействием на входе устройства. В данной работе предлагаются критерии возникновения эффекта стохастического резонанса.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Пусть аддитивная смесь полезного и мешающего воздействий представлена суммой

$$z(k \cdot \Delta t) = u(k \cdot \Delta t) + n(k \cdot \Delta t), \quad (1)$$

где $z(k \cdot \Delta t)$ – k -ое дискретное мгновенное значение аддитивной смеси полезного сигнала и шума, взятое в момент времени $t = t_0 + k \cdot \Delta t$ при $t_0 = 0$; Δt – интервал дискретизации; $u(k \cdot \Delta t)$ – полезный (регулярный) сигнал, $n(k \cdot \Delta t)$ – сосредоточенная помеха. Функции $u(k \cdot \Delta t)$ и $n(k \cdot \Delta t)$ представляет собой квазидетерминированные сигналы. Тогда смесь полезного квазидетерминированного сигнала и сосредоточенной помехи будет определяться выражением

$$z(k \cdot \Delta t) = U_0 \sin\left(2\pi \frac{f_0}{f_d} k + \eta\right) + U_n \sin\left(2\pi \frac{f_n}{f_d} k + \eta\right), \quad (2)$$

где U_0, f_0 – амплитуда и частота сигнала (постоянные величины); η – начальный угол сдвига фазы сигнала (случайная величина с равномерным законом распределения на интервале $-\pi \dots +\pi$). U_n, f_n – амплитуда и частота помехи.

На рисунке 1а показана смесь (2) полезного квазидетерминированного сигнала и сосредоточенной помехи, на рисунке 1б показана осциллограмма полезного сигнала.

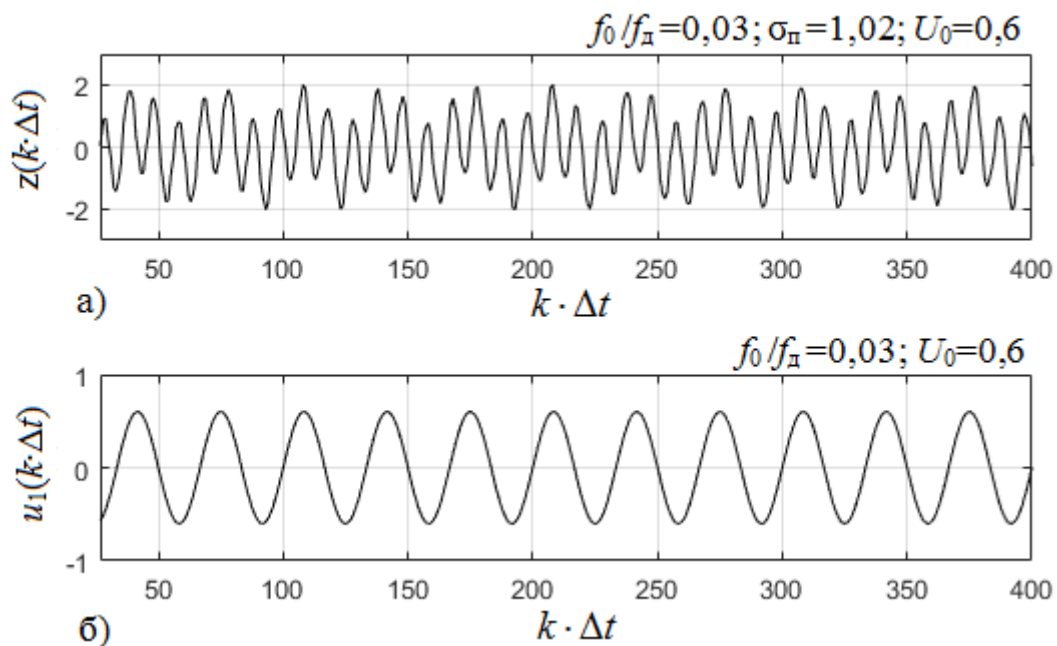


Рис. 1. Осциллограммы: аддитивная смесь (2) (а), полезный сигнал (б)

Целью данной работы является определение критериев возникновения эффекта СР в нелинейной системе в условиях мешающего воздействия сосредоточенной помехи. В других работах были определены критерии возникновения эффекта СР в нелинейной системе в условиях воздействия «белого» шума. Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Построить имитационную модель нелинейной системы.
2. Провести испытания модели, построить графики зависимости отношения мощности сигнал/шум на выходе системы от интенсивности шума на входе.
3. Аппроксимировать построенные зависимости с использованием степенных полиномов.
4. На основе выполненной аппроксимации сформулировать критерии возникновения эффекта СР в условиях воздействия сосредоточенной помехи.

3. ОПИСАНИЕ НЕЛИНЕЙНОЙ СИСТЕМЫ И ИСПОЛЪЗУЕМЫХ СИГНАЛОВ

Главным признаком устройств, в которых возникает явление стохастического резонанса, является их нелинейность. В частности, нелинейным является устройство, реализующее алгоритм вычисления значений характеристической функции (х.ф.) А. Ляпунова [5, 6]. Данная функция является вероятностной характеристикой случайного процесса, либо случайной величины [5, 7], и в настоящее время используется для решения различных фундаментальных и прикладных задач. Мнимая часть х.ф. вычисляется в соответствии со следующим выражением

$$\hat{B}_z(V, k \cdot \Delta t) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} \sin[z((k-l) \cdot \Delta t) \cdot V], \quad (3)$$

где $\hat{B}_z(V, k \cdot \Delta t)$ – оценка мнимой части х.ф.; V – параметр х.ф.; l – целое число; N – количество отсчетов сигнала, используемое для вычисления оценки мнимой части х.ф.

Алгоритм (3) позволяет находить оценки х.ф смеси $z(k \cdot \Delta t)$.

Для алгоритма (3) переходы между состояниями можно связать с установлением на его выходе значений $\hat{B}_z(V, k \cdot \Delta t) > \Pi$ либо $\hat{B}_z(V, k \cdot \Delta t) < -\Pi$. Рассмотрим превышения порога Π , т.е. случай, когда $\hat{B}_z(V, k \cdot \Delta t) > \Pi$, и будем их фиксировать с помощью порогового устройства, работающего в соответствии с выражением

$$c(k \cdot \Delta t) = \begin{cases} 1, & \text{если } \hat{B}_z(V, k \cdot \Delta t) > \Pi; \\ 0, & \text{если } \hat{B}_z(V, k \cdot \Delta t) \leq \Pi. \end{cases} \quad (4)$$

На рисунке 2а показана форма сигнала на выходе устройства (3). Сигнал на выходе устройства, детектирующего пересечение порога Π , показан на рисунке 2б. Входной регулярный сигнал показан на рисунке 2в. Как можно видеть из рисунка 2, наблюдается регулярное пересечение порога Π выходным сигналом устройства (3). Моменты времени, когда пороговое устройство переходит в состояние «1» соответствуют положительным полуциклам полезного сигнала. Таким образом, в данном случае при соответствующих параметрах сигналов стохастический резонанс присутствует. Изменение состояний системы происходит регулярно, т.е. в соответствии с регулярным входным воздействием.

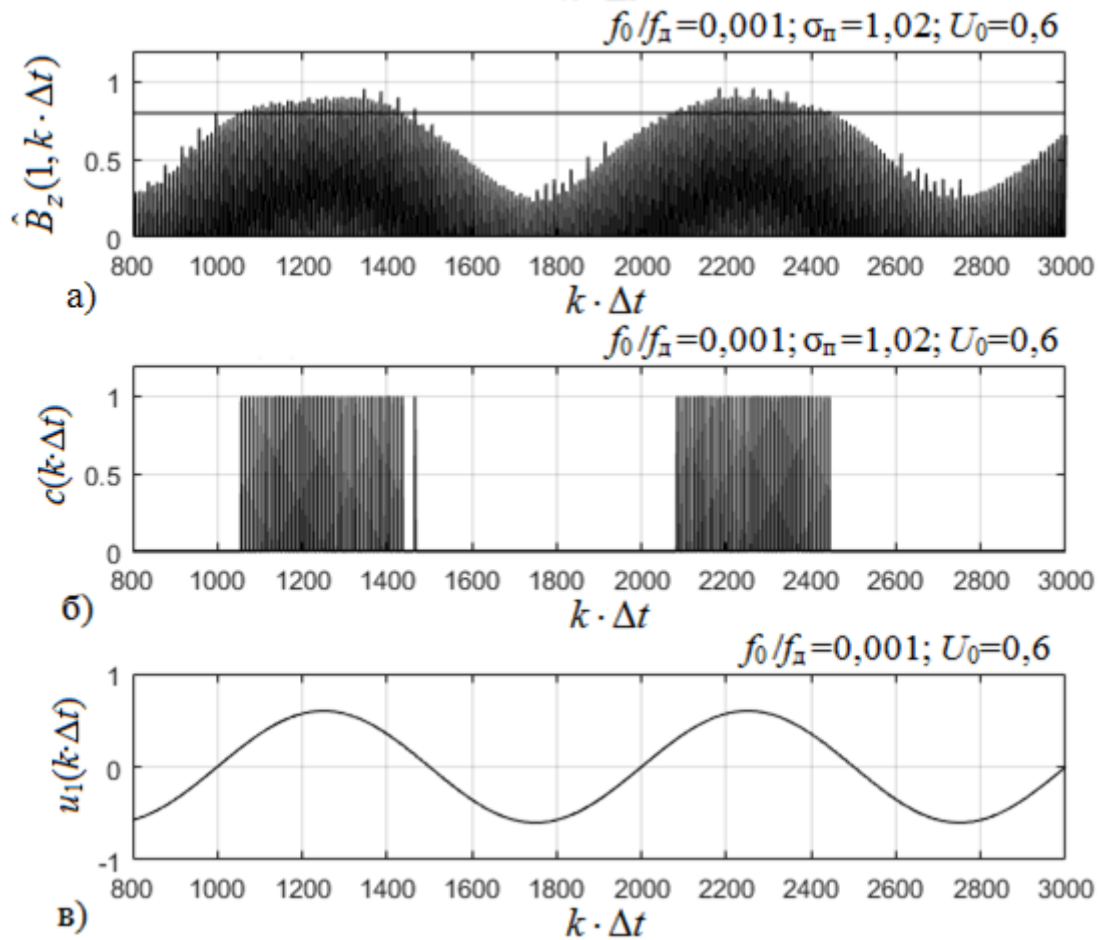


Рис. 2. Выходной сигнал ЦФ (3) (а); выходной сигнал порогового устройства (б); регулярный входной сигнал (в)

В условиях отсутствия мешающего воздействия выходной сигнал фильтра с использованием характеристической функции Ляпунова не превышает порог системы.

Синтезируем структурную схему системы, включающей в себя цифровой фильтр на основе характеристической функции Ляпунова и пороговое устройство (рисунок 3).

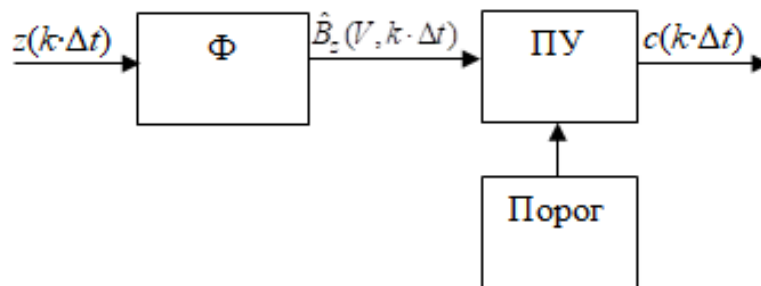


Рис. 3. Структурная схема устройства для повышения соотношения сигнал/шум

Здесь Φ – устройство, реализующее алгоритм (3), ПУ – пороговое устройство. В блоке «Порог» задаётся некоторый уровень Π , при установлении на входе блока ПУ значения $\hat{B}_z(V, k \cdot \Delta t) > \Pi$, формируется сигнал $c(k \cdot \Delta t)$.

Для определения показателей наличия стохастического резонанса будем применять следующие обозначения:

- $h_{\text{вх}}^2 = (\sigma_c^2)_{\text{вх}} / (\sigma_n^2)_{\text{вх}}$ – отношение по мощности сигнал/шум на входе системы;
- $h_{\text{вых}}^2 = P_{\text{рег}} / P_{\text{п}}$ – отношение по мощности сигнал/шум на выходе системы;
- $(\sigma_c^2)_{\text{вх}} = U_0^2 / 2$ – дисперсия квазидетерминированного сигнала;
- $\sigma_n^2 \equiv (\sigma_n^2)_{\text{вх}} = U_{\text{п}}^2 / 2$ – дисперсия сосредоточенной помехи;

- $(\sigma_n)_{\text{вх}} \equiv \sigma_n = \sqrt{U_n^2/2}$ – среднеквадратическое отклонение сосредоточенной помехи;
 - $P_{\text{пер}}$ – значение спектральной плотности мощности на частоте полезного сигнала;
 - P_n – «шумовое основание» [1].

Для решения поставленной задачи необходимо найти оценку спектральной плотности мощности сигнала $c(k\Delta t)$, построить ее график. По графику оценки спектральной плотности мощности сигнала $c(k\Delta t)$ определить уровень $P_{\text{пер}}$ спектральной составляющей на частоте полезного сигнала, а также определить уровень «шумового основания» P_n . Определить значение соотношения сигнал/шум $h_{\text{вых}}^2 = P_{\text{пер}}/P_n$ на выходе системы. Построить график зависимости соотношения сигнал/шум на выходе системы от интенсивности $(\sigma_n^2)_{\text{вх}}$ сосредоточенной помехи на входе. Полученную в ходе испытаний зависимость следует аппроксимировать для описания критериев возникновения эффекта стохастического резонанса.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

На основе структурной схемы, показанной на рисунке 3, была построена имитационная модель нелинейной системы в пакете Matlab. На вход системы поступали отсчеты аддитивной смеси (1). Исследования проводились с различными соотношениями f_0/f_d (0,001; 0,005; 0,01), дисперсия сосредоточенной помехи изменялась в диапазоне от 0 до 2,5. Для помехи соотношение f_n/f_d установлено равным 0,1, параметр $V=1$, значение порога $\Pi=0,8$.

В ходе эксперимента были рассчитаны значения соотношения сигнал/шум на выходе устройства. Значения $P_{\text{пер}}$ и P_n определялись по графику оценки спектральной плотности мощности выходного сигнала [1]. После завершения испытаний имитационной модели были построены графики зависимостей $h_{\text{вых}}^2 = F((\sigma_n^2)_{\text{вх}})$, где F – некоторый нелинейный функционал.

По данным результатов экспериментов была проведена аппроксимация полученных зависимостей полиномами 5-го порядка. Пример графика, построенного по результатам испытаний имитационной модели, показан на рисунке 4.

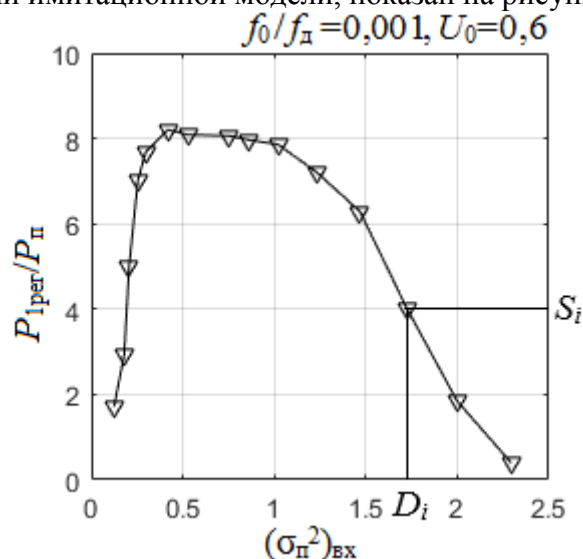


Рис. 4. Пример зависимости соотношения $P_{\text{пер}}/P_n$ от $(\sigma_n^2)_{\text{вх}}$

Аппроксимируем зависимости значения $P_{\text{пер}}/P_n$ от σ_n^2 уравнением вида полиномиальной модели 5-й степени:

$$\gamma(\sigma_{\Pi}^2) = \beta_5 \cdot (\sigma_{\Pi}^2)^5 + \beta_4 \cdot (\sigma_{\Pi}^2)^4 + \beta_3 \cdot (\sigma_{\Pi}^2)^3 + \beta_2 \cdot (\sigma_{\Pi}^2)^2 + \beta_1 \cdot (\sigma_{\Pi}^2) + \beta_0 \approx \\ \approx P_{\text{рег}} / P_{\Pi}(\sigma_{\Pi}^2). \quad (5)$$

В данном уравнении неизвестные коэффициенты $\beta_0, \dots, \beta_5$ вычисляются путем минимизации суммы квадратов отклонений экспериментальных данных от значений полинома (метод наименьших квадратов). Для координаты σ_{Π}^2 каждой i -й точки кривой на рисунке 3 введем обозначение D_i , где $i = 1, 2, \dots, \Lambda$; Λ – количество точек кривой на графике (например, для кривой на рисунке 3 $\Lambda=15$). Также введем обозначение S_i для координаты $P_{\text{рег}}/P_{\Pi}$ каждой i -й точки кривой на рисунке 3 (каждому значению D_i соответствует значение S_i). В этом случае значение полинома γ в точке D_i будет равно γ_i . Таким образом, для i -й точки кривой выражение (5) можно представить в виде

$$\gamma_i = \beta_5 \cdot (D_i)^5 + \beta_4 \cdot (D_i)^4 + \beta_3 \cdot (D_i)^3 + \beta_2 \cdot (D_i)^2 + \beta_1 \cdot D_i + \beta_0. \quad (6)$$

Чтобы охарактеризовать погрешность аппроксимации кривой были найдены значения среднего квадратического отклонения (СКО) аппроксимации следующим образом

$$\text{СКО} = \sqrt{(\sigma^2)_{\text{апр}}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{\Lambda} (S_i - \gamma_i)^2}{\Lambda}}. \quad (7)$$

На рисунке 5 показаны примеры аппроксимации зависимостей $P_{\text{рег}}/P_{\Pi}$ от σ_{Π}^2 , полученных в ходе экспериментов.

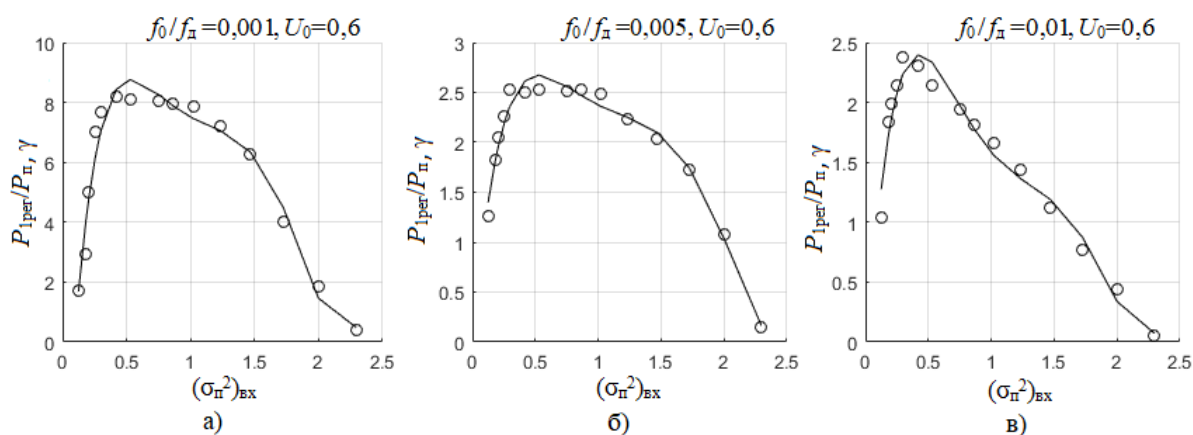


Рис. 5. Аппроксимация зависимостей соотношения $P_{\text{рег}}/P_{\Pi}$ от σ_{Π}^2 (сплошная линия – кривая аппроксимации, о – значения, полученные в ходе эксперимента)

Коэффициенты $\beta_0, \dots, \beta_5$, а также значения СКО и $(\sigma^2)_{\text{апр}}$ для кривых, показанных на рисунке 5, приведены в таблице 1.

Таблица 1. Коэффициенты полиномов

		$f_0/f_d=0,001$	$f_0/f_d=0,005$	$f_0/f_d=0,01$
Коэффициенты полинома для аппроксимации зависимости $P_{\text{рег}}/P_{\Pi}$ от σ_{Π}^2	β_5	9,426	1,367	1,899
	β_4	-60,018	-9,283	-12,546
	β_3	142,508	23,237	30,842
	β_2	-158,644	-27,084	-34,757
	β_1	80,383	14,123	16,441
	β_0	-6,148	0,013	-0,296
$(\sigma^2)_{\text{апр}}$		0,225	0,008	0,013
СКО или $\sigma_{\text{апр}}$		0,475	0,089	0,115

Как и в случае белого шума, эффект стохастического резонанса лучше проявляется при низкой частоте полезного сигнала. Графики на рисунке 5а и 5б имеют плоские вершины. При увеличении f_0/f_d кривая зависимости $P_{\text{рег}}/P_n$ от $(\sigma_n^2)_{\text{вх}}$ становятся более острой (рисунок 5в). Также из содержания графиков на рисунке 5 можно видеть, что с увеличением частоты полезного сигнала соотношение $P_{\text{рег}}/P_n$ уменьшается.

Для определения точки максимума приведенных зависимостей была найдена первая производная выражения (5). Результат нахождения производной имеет следующий вид:

$$\gamma'(\sigma_n^2) = 5 \cdot \beta_5 \cdot (\sigma_n^2)^4 + 4 \cdot \beta_4 \cdot (\sigma_n^2)^3 + 3 \cdot \beta_3 \cdot (\sigma_n^2)^2 + 2 \cdot \beta_2 \cdot (\sigma_n^2) + \beta_1. \quad (8)$$

Функция (8) для дискретных значений D_i будет определяться выражением

$$\gamma'_i = 5 \cdot \beta_5 (D_i)^4 + 4 \cdot \beta_4 (D_i)^3 + 3 \cdot \beta_3 (D_i)^2 + 2 \cdot \beta_2 (D_i) + \beta_1.$$

Графики функции (8) для кривых при $f_0/f_d=0,001$; $f_0/f_d=0,005$; $f_0/f_d=0,01$ показаны на рисунке 6.

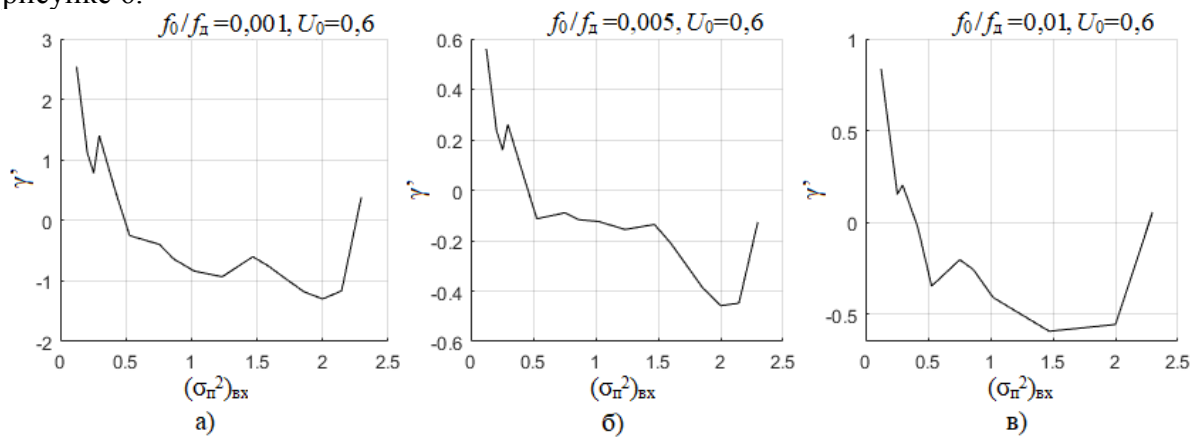


Рис. 6. Графики производной функции (8)

В качестве критерия наличия эффекта СР можно использовать положение экстремума полинома на оси абсцисс. Выполняя необходимое условие экстремума, первая производная (8) должна обращаться в нуль, на графиках рисунке 6. Численные значения положений максимумов аппроксимирующих функций на рисунке 6 приводятся в таблице 2. Также в таблице подсчитаны граничные значения интенсивности помехи, при которых в системе присутствует явление СР.

Таблица 2. Граничные значения

U_0	$f_0/f_d=0,001$	$f_0/f_d=0,005$	$f_0/f_d=0,01$
Положение максимума на оси абсцисс	0,529	0,529	0,418
Граничные значения σ_n^2	0,180 – 1,725	0,255 – 1,470	0,255 – 0,529

Критерием наличия эффекта СР будем считать величину соотношения $P_{\text{рег}}/P_n \geq 2$. По рисунку 5 можно определить диапазон интенсивности помехи на входе, при котором возникает эффект СР. Эффект СР возникнет в системе при частоте полезного сигнала $f_0/f_d=0,001$ и интенсивности сосредоточенной помехи в диапазоне 0,180 – 1,725. При частоте полезного сигнала $f_0/f_d=0,005$ эффект СР возникнет в диапазоне интенсивности помехи 0,255 – 1,470. При частоте полезного сигнала $f_0/f_d=0,01$ эффект СР возникнет в диапазоне интенсивности помехи 0,255 – 0,529. Таким образом, повышение частоты входного полезного сигнала ведет к уменьшению диапазона интенсивности сосредоточенной помехи на входе.

Анализ таблицы 2 показывает, что максимальное значение интенсивности помехи, при котором возникает эффект СР, наблюдается при минимальной частоте полезного сигнала. При увеличении частоты полезного сигнала максимум сдвигается в сторону меньших значений интенсивности сосредоточенной помехи.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Установлено, что изменение отношения сигнал/ шум на выходе нелинейной системы, включающей в себя цифровой фильтр на основе характеристической функции Ляпунова и пороговое устройство, при изменении интенсивности сосредоточенной помехи имеет специальную (резонансную) форму. Графики зависимости $h_{\text{вых}}^2 = F((\sigma_{\text{п}}^2)_{\text{вх}})$ описываются полиномиальными зависимостями с экстремумами, соответствующими следующим значениям дисперсии помехи: $(\sigma_{\text{п}}^2)_{\text{вх}} = 0,529$ при $f_0/f_{\text{д}}=0,001$; $(\sigma_{\text{п}}^2)_{\text{вх}} = 0,529$ при $f_0/f_{\text{д}}=0,005$; $(\sigma_{\text{п}}^2)_{\text{вх}} = 0,418$ при $f_0/f_{\text{д}}=0,01$.

Установлены граничные значения интенсивности помехи, при которых происходит эффект СР в системе с различными параметрами входного полезного сигнала, $(\sigma_{\text{п}}^2)_{\text{вх}} = 0,180 - 1,725$ при $f_0/f_{\text{д}}=0,001$; $(\sigma_{\text{п}}^2)_{\text{вх}} = 0,255 - 1,470$ при $f_0/f_{\text{д}}=0,005$; $(\sigma_{\text{п}}^2)_{\text{вх}} = 0,255 - 0,529$ при $f_0/f_{\text{д}}=0,01$.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Автор выражает глубокую благодарность научному руководителю Д.А. Титову (Омский государственный технический университет, Омск, Россия) за поддержку в написании этой работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Анищенко В.С., Нейман А.Б., Мосс Ф., Шиманский-Гайер Л. Стохастический резонанс как индуцированный шумом эффект увеличения степени порядка // Успехи физических наук. 1999. Том 169, № 1. С. 7–38.
2. Вешкурцев Ю.М., Титов Д.А., Табакова А.С. Зависимость стохастического резонанса в нелинейной системе от характеристик каждого слагаемого аддитивной смеси // Журнал радиоэлектроники. – 2023. – №. 10. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.10.10>
3. Spectral characteristics of nonlinear system output under stochastic resonance / A. S. Tabakova// 2023 Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics). 2023. DOI:10.1109/Dynamics 60586.2023.10349487
4. Вешкурцев, Ю. М. Спектральные характеристики выходных сигналов цифрового фильтра в условиях возникновения стохастического резонанса / Ю. М. Вешкурцев, Д. А. Титов, А. С. Табакова // Теория и техника радиосвязи. – 2023. – № 2. – С. 28–37.
5. Вешкурцев Ю.М., Вешкурцев Н.Д., Титов Д.А. Приборостроение на базе характеристической функции случайных процессов. Монография. Новосибирск, Изд. АНС «СибАК». 2018. 182 с.
6. Amplitude-Frequency Characteristic of the Device for Measuring Estimates of the Characteristic Function of Signal / D. A. Titov; A. S. Tabakova; I. V. Yunkin // 2021 Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics). 2021. DOI: 10.1109/Dynamics52735.2021.9653698.
7. Лукач, Е. Характеристические функции / Е. Лукач ; пер. с англ. В. М. Золотарева. – Москва : Наука, 1979. – 423 с.

REFERENCES

1. Anishchenko V.S., Neiman A.B., Moss F., Shimansky-Geyer L. Stochastic resonance as a noise-induced effect of increasing the degree of order // *Uspekhi Fizicheskikh Nauk*. 1999. Vol. 169, No. 1. Pp. 7–38.
2. Veshkurtsev Yu.M., Titov D.A., Tabakova A.S. Dependence of stochastic resonance in a nonlinear system on the characteristics of each term of an additive mixture // *Zhurnal Radioelektroniki*. – 2023. – No. 10. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.10.10>
3. Spectral characteristics of nonlinear system output under stochastic resonance / A. S. Tabakova // 2023 Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics). 2023. DOI:10.1109/Dynamics 60586.2023.10349487
4. Veshkurtsev, Yu. M. Spectral characteristics of digital filter output signals under stochastic resonance / Yu. M. Veshkurtsev, D. A. Titov, A. S. Tabakova // *Theory and technology of radio communication*. - 2023. - No. 2. - P. 28-37.
5. Veshkurtsev Yu.M., Veshkurtsev N.D., Titov D.A. Instrumentation based on the characteristic function of random processes. Monograph. Novosibirsk, Publishing House ANS "SibAK". 2018. 182 p.
6. Amplitude-Frequency Characteristic of the Device for Measuring Estimates of the Characteristic Function of Signal / D. A. Titov; A. S. Tabakova; I. V. Yunkin // 2021 Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics). 2021. DOI: 10.1109/Dynamics52735.2021.9653698.
7. Lukach, E. Characteristic functions / E. Lukach; trans. from English. V. M. Zolotareva. - Moscow: Nauka, 1979. - 423 p.

ДИСПЕРСИЯ ОШИБКИ ИНТЕРПОЛЯЦИИ ВЕЩЕСТВЕННОЙ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ФУНКЦИИ, ОБУСЛОВЛЕННОЙ ОШИБКАМИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЕЁ ДИСКРЕТНЫХ ОТСЧЕТОВ

А. Ю. Востров

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрена задача интерполяции вещественной периодической функции с финитным спектром Фурье по её дискретным эквидистантным отсчетам при условии, что эти отсчеты даны с ошибками, которые описываются ковариационной матрицей. Получено выражение для дисперсии интерполированного значения функции в зависимости от её аргумента.

Ключевые слова: интерполяция, ошибка интерполяции, дисперсия, гауссовский шум, теорема отсчетов Котельникова.

DISPERSION OF THE INTERPOLATION ERROR OF A REAL PERIODIC FUNCTION DUE TO ERRORS IN DETERMINING ITS DISCRETE SAMPLES

А. Ю. Востров

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. The problem of interpolation of a real periodic function with a finite Fourier spectrum by its discrete equidistant readings is considered, provided that these readings are given with errors that are described by a covariance matrix. An expression is obtained for the variance of the interpolated value of the function depending on its argument.

Keywords: interpolation, interpolation error, variance, Gaussian noise, 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 функция $f(t)$ периодическая и имеет финитный спектр Фурье, бесконечный ряд Котельникова сворачивается во взвешенную сумму конечного числа её ДЭО s_n , $n = \overline{1, N}$, на периоде:

$$f(t) = \sum_{n=1}^N [s_n \Psi(t - t_n)] \quad (1)$$

где N – целое число отсчетов аргумента функции на периоде 2π , удовлетворяющее условию применимости теоремы отсчетов Котельникова $N > F$, F – номер высшей гармоники в спектре $f(t)$, $s_n = f(t_n)$ – ДЭО, $t_n = \pi(n - 1)/N$, $n = \overline{1, N}$ – координаты ДЭО, $\Psi(t/N)$ – ядро разложения:

$$\Psi(t) = \frac{1}{N} + \frac{1}{N} \left\{ \sum_{m=0}^{(N/2)-1} [\cos(mt)] + \cos(N/2 \cdot t) \right\} \quad (2)$$

ДЭО можно получить с помощью измерений, однако это подразумевает наличие некоторой погрешности в полученных результатах. Соответственно, при интерполяции функции на основе данных имеющих погрешность, полученное значение также будет содержать ошибку.

Цель работы – получить выражение для дисперсии ошибки интерполяции периодической функции с финитным спектром Фурье, представленной модифицированным рядом Котельникова, при условии, что её ДЭО заданы с ошибками, описываемыми ковариационной матрицей.

2. ДИСПЕРСИЯ ОШИБКИ ИНТЕРПОЛЯЦИИ

Предположим, что измерения функции, выполненные в точках t_n , описываются выражением: $s_n = f(t_n) + \xi_n$, где ξ_n – несмещенный гауссовский шум для n -го ДЭО. На основе серии измерений за оценку f_n , $n = \overline{1, N}$, принимается выборочное среднее, а разброс ошибок измерений и корреляция для всех N ДЭО описывается ковариационной матрицей $\mathbf{K}$ размером $N \times N$.

Запишем (2) в виде скалярного произведения векторов ПСИ функции и суммы ДЭО и вектора шума:

$$f(t) = \Psi(t) \cdot (s + \xi) \quad (3)$$

где $\Psi(t) = [\Psi(t - t_1/N), \Psi(t - t_2/N), \dots, \Psi(t - t_N/N)]^T$ – вектор-столбец длиной N ПСИ функций, вычисленных в точке t ; $s = [s_1, s_2, \dots, s_N]^T$ – вектор-столбец ДЭО длиной N ; ξ – вектор-столбец шумовых отсчетов длиной N .

Дисперсия $D(t)$ суммы ошибок (3) может быть вычислена по формуле:

$$\begin{aligned} D(t) &= \left\langle \left\{ \Psi(t)^T \cdot (s + \xi) - \langle \Psi(t)^T \cdot (s + \xi) \rangle \right\}^2 \right\rangle = \\ &= \left\langle \left\{ \Psi(t)^T \cdot (s + \xi) - \Psi(t)^T \cdot s \right\} \cdot \left\{ \Psi(t)^T \cdot (s + \xi) - \Psi(t)^T \cdot s \right\} \right\rangle = \\ &= \left\langle \Psi(t)^T \cdot \xi \cdot \xi^T \cdot \Psi(t) \right\rangle = \Psi(t)^T \cdot \langle \xi \cdot \xi^T \rangle \cdot \Psi(t) = \Psi(t)^T \cdot \mathbf{K} \cdot \Psi(t) \end{aligned} \quad (4)$$

где $\langle \rangle$ – оператор усреднения.

Перепишем выражение (4) в виде:

$$D(t) = \sum_{n=1}^N \left\{ \Psi(t - t_n/N)^2 K_{nn} \right\} + \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{m=n+1}^N \left\{ \Psi(t - t_n/N) \Psi(t - t_m/N) K_{nm} \right\} \quad (5)$$

Согласно (5) дисперсия ошибок интерполяции представляет собой взвешенную сумму элементов ковариационной матрицы ошибок определения ДЭО.

Проанализируем, как ПСИ функция влияет на их веса. На рисунке 1 приведен график функций $\Psi(t - t_1 \pi)$ и $\Psi(t - t_n \pi)$ на отрезке $t \in [0, 2\pi)$.

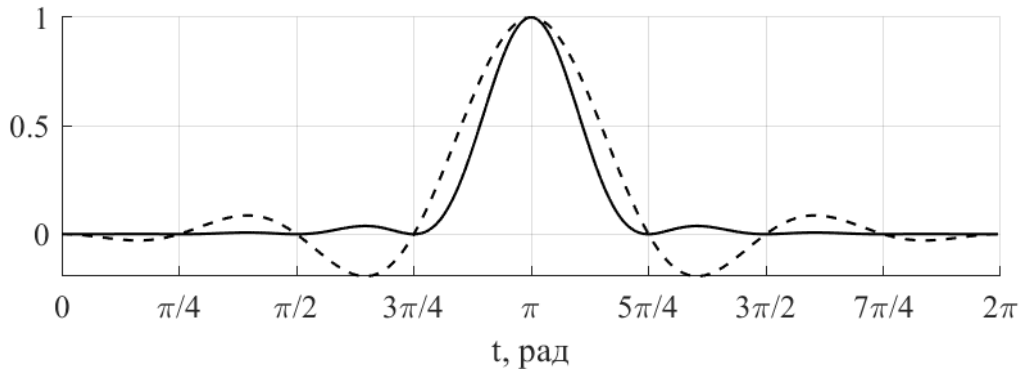


Рис. 1. Графики функций $\Psi(t - t_1 \pi)$ и $\Psi(t - t_n \pi)$

На рисунке 1 штриховой линией показан график ПСИ функции $\Psi(t - t_1 \pi)$, соответствующий 5-му ДЭО, сплошной линией – график $\Psi(t - t_n \pi)$.

ПСИ функция вида $\Psi(t - t_n \pi)$ представляет собой гладкую периодическую осциллирующую функцию, которая при $t = t_n$ равна 1, с удалением t от t_n убывает до нуля, причем в точках $t = t_k$, $k \neq n$, также обращается в ноль. Как ядро разложения ряда, ПСИ функция удовлетворяет условию нормировки для любого t :

$$\Psi(t) \cdot \Psi(t) = \sum_{n=1}^N \left\{ \Psi(t - t_n \pi) \right\}^2 = 1 \quad (6)$$

Вклад сомножителя $\Psi(t - t_n \pi)$, определяющего вес диагонального элемента $K_{n,n}$ в (5) при вычислении дисперсии тем выше, чем ближе t к t_n . В пределах $t_n \pm \pi/N$ вес $K_{n,n}$ будет максимальным среди всех прочих диагональных элементов, причем в точке $t = t_n$ $D(t)$ в точности совпадает с $K_{n,n}$. Веса прочих диагональных элементов в окрестностях t_n в бюджете $D(t)$ тем меньше, чем дальше из ДЭО находятся от t .

Для оценки вклада недиагональных элементов ковариационной матрицы при вычислении дисперсии рассмотрим рисунки 2 – 4, где показаны графики произведения ПСИ функций различных ДЭО, отстоящих друг от друга на разные расстояния.

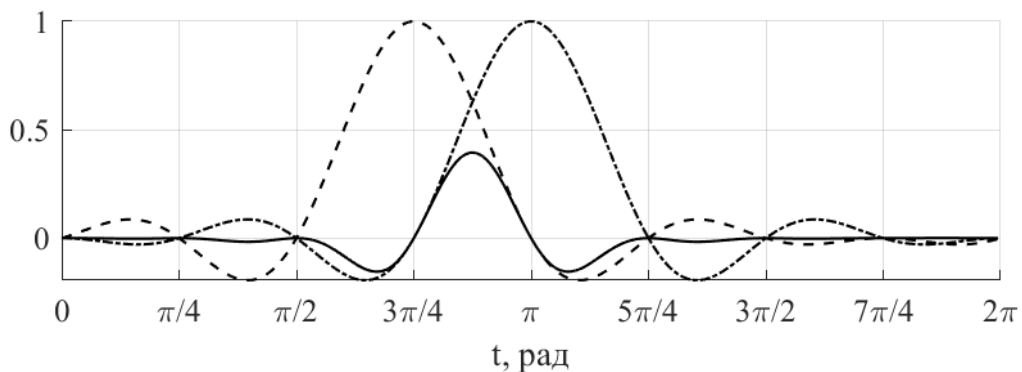


Рис. 2. Графики функций $\Psi(t - t_1 \pi)$, $\Psi(t - t_n \pi)$ и $\Psi(t - t_1 \pi)\Psi(t - t_n \pi)$

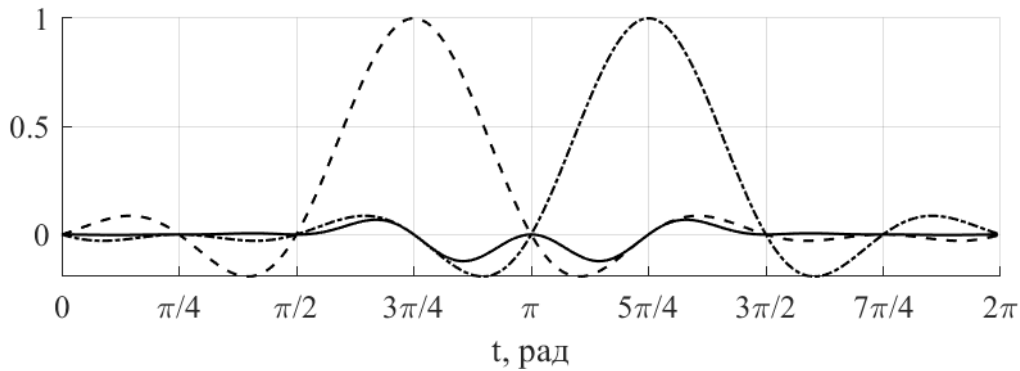


Рис. 3. Графики функций $\Psi(t-t_1)$, $\Psi(t-t_2)$ и $\Psi(t-t_1)\Psi(t-t_2)$

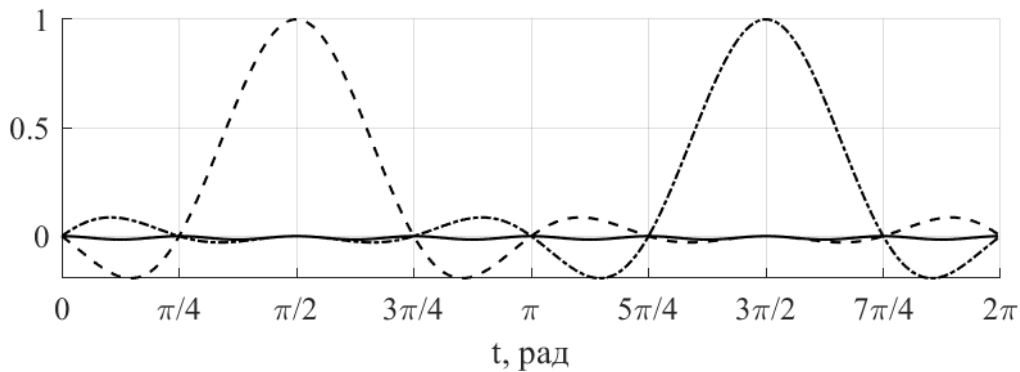


Рис. 4. Графики функций $\Psi(t-t_1)$, $\Psi(t-t_2)$ и $\Psi(t-t_1)\Psi(t-t_2)$

На рисунках 2 – 4 штриховой и штрихпунктирной линиями показаны графики ПСИ функций $\Psi(t-t_n)$ и $\Psi(t-t_m)$, $n \neq m$. Сплошной линией показаны графики произведения $\Psi(t-t_n)\Psi(t-t_m)$.

Из рисунков 2 – 4 следует, что в бюджете $D(t)$ вес недиагонального элемента $K_{n,m}$ будет максимальным, когда t находится посередине диапазона (t_n, t_m) двух ближайших ДЭО. С увеличением расстояния между t_n и t_m абсолютное значение веса $K_{n,m}$ быстро уменьшается и достигает максимума внутри диапазонов $(t_n - \pi/N, t_n) \cap (t_n, t_n + \pi/N)$ и $(t_m - \pi/N, t_m) \cap (t_m, t_m + \pi/N)$.

Обобщая вышесказанное можно заключить, что наибольшие веса в бюджете $D(t)$ имеют диагональные элементы $\mathbf{K}$ двух ближайших к t ДЭО и соответствующий им недиагональный элемент.

Вследствие того, что $\Psi(t-t_n)$ является гладкой функцией, этим же свойством будут обладать и $\Psi(t-t_n)^2$ и $\Psi(t-t_n)\Psi(t-t_m)$, из-за чего дисперсия $D(t)$ являющаяся их суммой с различными коэффициентами (5) также будет гладкой.

Частным следствием из (5) с учетом (6), в случае некоррелированных ошибок ДЭО с равной дисперсией σ^2 $D(t)$ будет константой во всей области определения:

$$D(t) = \sum_{n=1}^N \left\{ \Psi(t-t_n)^2 \sigma^2 \right\} = \sigma^2 ;$$

Проиллюстрируем на рисунке 5 доверительный интервал $\pm\sigma$, вычисленный как квадратный корень из (4), для тестовой функции, когда ошибки ДЭО независимые и когда коррелированы между собой

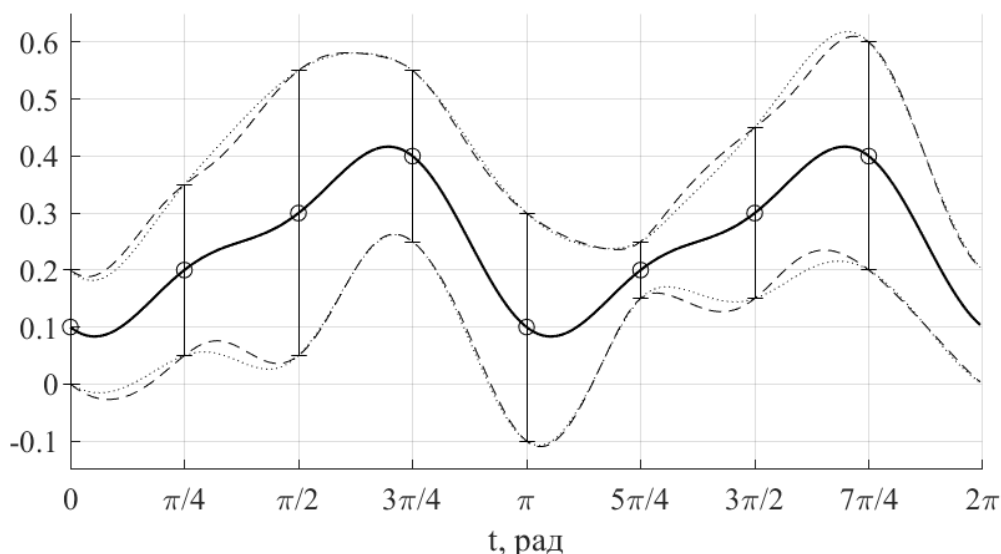


Рис. 5. Суммарное влияние погрешностей ДЭО на ошибку интерполяции

На рисунке 5 сплошной линией показана тестовая функция $f(t)$, кружками – её ДЭО, для каждого ДЭО вертикальными линиями показан доверительный интервал $\Delta\sigma$, выше и ниже сплошной линии штриховой линией показан доверительный интервал $\Delta\sigma$ интерполированного значения функции, когда шумы независимы, а пунктирной – когда коррелированы. В соответствии со сказанным выше корреляция ошибок определения ДЭО проявляется на участках между их координат и в зависимости от величины и знака может заметно влиять на дисперсию ошибки интерполяции.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Получено выражение для расчета дисперсии ошибки интерполяции вещественной периодической функции, на основе её зашумленных дискретных отсчетов. Это может быть полезно как при анализе самой функции, например, для вычисления дисперсии в точках экстремумов функции, так и для оценки погрешностей в вычислениях, основанных на её значениях.

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.

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.

КОВАРИАЦИОННАЯ МАТРИЦА ОШИБОК ДИСКРЕТНЫХ ОТСЧЕТОВ ЛИНЕЙНОЙ ОПЕРАЦИИ НАД ВЕЩЕСТВЕННОЙ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ФУНКЦИЕЙ, ОБУСЛОВЛЕННЫХ ОШИБКАМИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЕЁ ДИСКРЕТНЫХ ОТСЧЕТОВ

А. Ю. Востров

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрена задача линейного отображения дискретных отсчетов вещественной периодической функции в вещественное пространство посредством матричных операторов при условии, что исходные дискретные отсчеты функции даны с ошибками, которые описываются ковариационной матрицей. Получено выражение для ковариационной матрицы отображенных дискретных отсчетов.

Ключевые слова: линейный оператор, матричная форма, теорема отсчетов Котельникова.

COVARIANCE MATRIX OF ERRORS OF DISCRETE SAMPLES OF A LINEAR OPERATION ON A REAL PERIODIC FUNCTION CAUSED BY ERRORS IN DETERMINING ITS DISCRETE SAMPLES

А. Ю. Востров

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. The problem of linear mapping of discrete samples of a real periodic function into a real space by means of matrix operators is considered under the condition that the initial discrete samples of the function are given with errors that are described by a covariance matrix. An expression for the covariance matrix of the mapped discrete samples is obtained.

Keywords: linear operator, matrix form, 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 функция $s(t)$ периодичная и имеет финитный спектр Фурье, бесконечный ряд Котельникова сворачивается во взвешенную сумму конечного числа её ДЭО s_n , $n = \overline{1, N}$, на периоде:

$$s(t) = \sum_{n=1}^N [s_n \Psi(t - t_n, N)], \quad (1)$$

где N – целое число отсчетов аргумента функции на периоде 2π , удовлетворяющее условию применимости теоремы отсчетов Котельникова $N > 2F$, F – номер высшей гармоники в спектре $s(t)$, $s_n = s(t_n)$ – ДЭО, $t_n = 2\pi(n-1)/N$, $n = \overline{1, N}$ – координаты ДЭО, $\Psi(t, N)$ – ядро разложения:

$$\Psi(t, N) = \frac{1}{N} + \frac{1}{N} \begin{cases} \sum_{m=1}^{(N/2)-1} [2 \cos(mt)] + \cos(N/2t), N - \text{чёт}, \\ \sum_{m=1}^{(N-1)/2} [2 \cos(mt)], N - \text{нечёт}. \end{cases} \quad (2)$$

Действие линейного оператора (ЛО) на функцию сводится к изменению комплексных амплитуд её спектральных компонент, не порождая новых гармоник. Следовательно, результат ЛО (РЛО) над функцией также можно однозначно представить ДЭО. Таким образом, РЛО над непрерывной функцией эквивалентен линейному отображению вектора исходных ДЭО в вектор ДЭО РЛО посредством умножения вектора отсчетов функции на соответствующую матрицу.

Наличие ошибок при определении исходных ДЭО влечет появление ошибок в ДЭО РЛО. Для последующего изучения РЛО над исходной функцией будет полезно оценить дисперсию и корреляцию ошибок результирующих ДЭО.

Цель работы – получить выражение для ковариационной матрицы ошибок ДЭО РЛО над вещественной периодической функцией с финитным спектром Фурье, представленной модифицированным рядом Котельникова, при условии, что её ДЭО заданы с ошибками.

2. МАТРИЧНАЯ ФОРМА ЛО

ЛО над $s(t)$, представленной рядом (1), можно выразить в виде:

$$L\{s(t)\} = L \left\{ \sum_{n=1}^N [s_n \Psi(t - t_n, N)] \right\}, \quad (3)$$

где $L\{ \}$ – линейный оператор.

В [4, 5] показано, как на основе (3) для случая операции дифференцирования, и фильтрации получены выражения для матричных форм ЛО, которые позволяют из $\mathbf{s}$ – вектора ДЭО $s(t)$ получить $\boldsymbol{\lambda}$ – вектор ДЭО РЛО, используя которые можно восстановить непрерывную $L\{s(t)\}$:

$$L\{s(t)\} = \sum_{n=1}^N [\lambda_n \Psi(t - t_n, N)],$$

$$\boldsymbol{\lambda} = \mathbf{\Lambda}^T \cdot \mathbf{s}, \quad (4)$$

где $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_N]^T$ – вектор-столбец ДЭО $s(t)$ длиной N ; $\mathbf{\Lambda}$ – матричная форма ЛО дифференцирования или фильтрации, матрица размером $N \times N$; $\boldsymbol{\lambda} = [\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N]^T$ – вектор-столбец ДЭО РЛО длиной N .

3. КОВАРИАЦИОННАЯ МАТРИЦА ДЭО РЛО

Предположим, что в (4) элементы $\mathbf{s}$ содержат несмещенные гауссовские шумы и известна их ковариационная матрица ошибок $\mathbf{K}_s$, тогда (1) перепишем в виде:

$$\boldsymbol{\lambda} = \mathbf{\Lambda}^T \cdot (\mathbf{s} + \boldsymbol{\xi}), \quad (5)$$

Ковариационная матрица ошибок векторной случайной величины (5) может быть вычислена по формуле:

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_\lambda &= \left\langle \left\{ \mathbf{\Lambda}^T \cdot (\mathbf{s} + \xi) - \left\langle \mathbf{\Lambda}^T \cdot (\mathbf{s} + \xi) \right\rangle \right\} \cdot \left\{ \mathbf{\Lambda}^T \cdot (\mathbf{s} + \xi) - \left\langle \mathbf{\Lambda}^T \cdot (\mathbf{s} + \xi) \right\rangle \right\}^T \right\rangle = \\ &= \left\langle \mathbf{\Lambda} \cdot \xi \cdot \xi^T \cdot \mathbf{\Lambda} \right\rangle = \mathbf{\Lambda}^T \cdot \left\langle \xi \cdot \xi^T \right\rangle \cdot \mathbf{\Lambda} = \mathbf{\Lambda}^T \cdot \mathbf{K}_s \cdot \mathbf{\Lambda}. \end{aligned} \quad (6)$$

Для проверки (6) выполним статистический эксперимент для случая линейной операции дифференцирования:

- 1) Даны ДЭО тестовой функции: $s_n = 0,1 \cdot n$, $n = \overline{1, N}$, $N = 8$.
- 2) Ковариационная матрица $\mathbf{K}_s$ – диагональная, её элементы имеют значения: $(K_s)_{n,n} = (0,1 \cdot n)^2$, $n = \overline{1, N}$.

3) По (6) вычислена оценка $\tilde{\mathbf{K}}_{s'}$ ковариационной матрицы ДЭО производной тестовой функции с помощью дифференцирующей матрицы [4], вычислены их среднеквадратические ошибки: $(\tilde{\sigma}_{s'})_n = \sqrt{(\tilde{\mathbf{K}}_{s'})_{n,n}}$, $n = \overline{1, N}$.

4) Вычисляются экспериментальные ДЭО тестовой функции $\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{s} + \xi$ с аддитивным вектором гауссовских шумов ξ . Далее на основе $\hat{\mathbf{s}}$ с помощью (1) в каждой точке ДЭО t_n вычисляется производная $s(t)$ методом конечных разностей: $\hat{s}'(t_n) = [s(t_n + dt) - s(t_n - dt)] / 2dt$, $dt = 10^{-4}$, эксперимент повторяется 10^6 раз.

5) По всей экспериментальной выборке рассчитывается ковариационная матрица ошибок ДЭО производной $s(t)$ $\hat{\mathbf{K}}_{s'}$ и их среднеквадратические ошибки: $(\hat{\sigma}_{s'})_n = \sqrt{(\hat{\mathbf{K}}_{s'})_{n,n}}$, $n = \overline{1, N}$.

Результаты эксперимента показаны на рисунке 1.

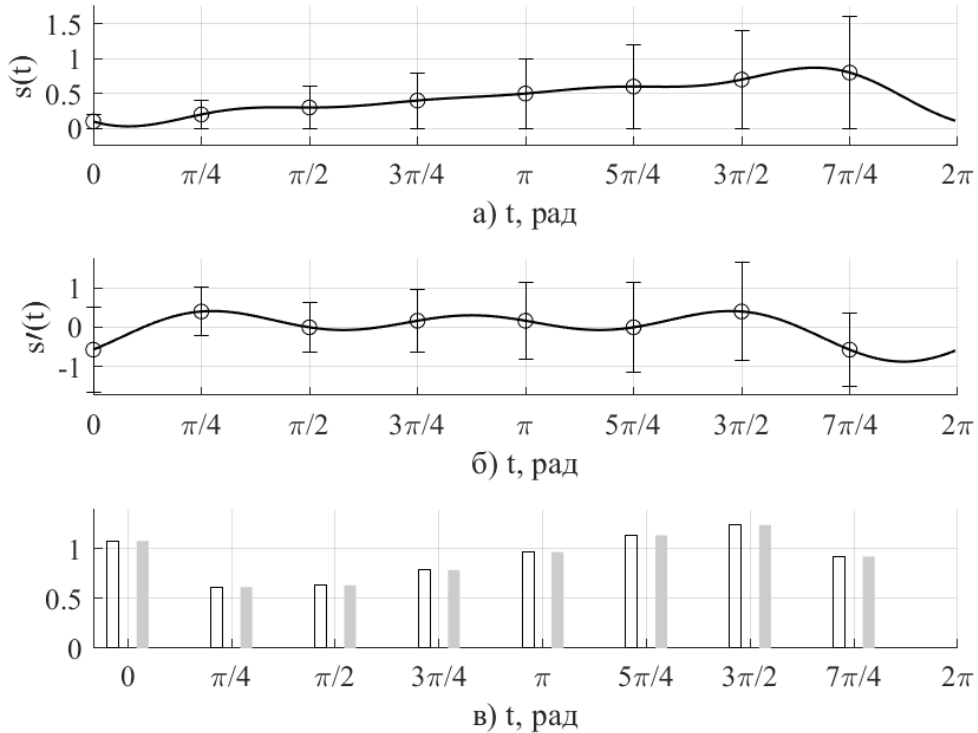


Рис. 1. Тестовая функция а), её производная б) и результаты эксперимента в)

На рисунках а) и б) непрерывной линией показаны соответственно тестовая функция $s(t)$ и её производная, кружками отмечены ДЭО, а вертикальными линиями показаны их доверительные интервалы 1σ . На рисунке в) столбцами показаны величины среднеквадратических ошибок ДЭО: слева – полученные аналитически по (6) $(\tilde{\sigma}_{s'})_n$, $n = \overline{1, N}$, и справа – вычисленные при обработке результатов эксперимента $(\hat{\sigma}_{s'})_n$, $n = \overline{1, N}$. Из рисунка в) видно, что экспериментальные данные асимптотически близки к оценкам среднеквадратических ошибок полученным аналитически.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Получено выражение для расчета ковариационной матрицы ошибок дискретных эквидистантных отсчетов результатов линейной операции над вещественной периодической функцией, представленной зашумленными дискретными отсчетами. Это может быть полезно как при анализе результата линейной операции над функцией, так и для оценки погрешностей в вычислениях, основанных на его значениях.

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. Дмитриев И.С. Сличенко М.П. Матричная форма оператора дифференцирования периодической функции, представленной модифицированным рядом Котельникова // Сборник трудов: Радиолокация, навигация, связь XXX Международная научно-техническая конференция. - Воронеж, 2024. Т. 1, С. 209–211.
5. Востров А.Ю. Дмитриев И.С. Сличенко М.П. Матричная форма оператора фильтрации периодической функции, представленной модифицированным рядом Котельникова // Сборник трудов: Радиолокация, навигация, связь XXX Международная научно-техническая конференция. - Воронеж, 2024. Т. 1, С. 212–215.

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., Dmitriev I. S., Slichenko M. P. Matrix form of the differentiation operator of a periodic function represented by a modified Kotelnikov series. // Collection of papers: Radar, navigation, communication XXX International scientific and technical conference. Voronezh, 2024. Vol. 1, – Pp. 209–211.
5. Vostrov A. Yu., Dmitriev I. S., Slichenko M. P. Matrix form of the filtering operator of a periodic function represented by a modified Kotelnikov series. // Collection of works: Radar, navigation, communication XXX International scientific and technical conference. Voronezh, 2024. Vol. 1, – Pp. 212–215.

МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ УЗКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ НЕГАУССОВСКИХ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ШУМОВ

А. Ю. Паршин

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина, Рязань, Россия

Аннотация. Работа посвящена исследованию методов приема и цифровой обработки узкополосных сигналов на фоне действия комплекса теплового, фазового и фликкер-шума. Описано применение оценочно-корреляционно-компенсационного алгоритма при использовании негауссовской модели низкочастотного шума на основе стохастических дифференциальных уравнений. Показано преимущество применения негауссовских моделей при обработке сигналов, выражающееся в сохранении роста отношения сигнал-шум на выходе алгоритма обработки при увеличении объема выборки. По результатам исследования получены зависимости пропускной способности многоантенной системы связи от отношения сигнал-шум при использовании негауссовской модели низкочастотного шума.

Ключевые слова: узкополосный сигнал; низкочастотный шум; тепловой шум; оценочно-корреляционно-компенсационный алгоритм; фазовый шум; фликкер шум.

METHODS OF PROCESSING NARROW-BAND SIGNALS AT THE BACKGROUND OF NON-GAUSSIAN LOW-FREQUENCY NOISE

A. Yu. Parshin

Ryazan State Radio Engineering University named after V.I. V.F. Utkin,
Ryazan, Russia

Abstract. The work is devoted to the study of methods for receiving and digitally processing narrowband signals against the background of a complex of thermal, phase and flicker noise. The application of an estimation-correlation-compensation algorithm using a non-Gaussian noise model based on stochastic differential equations is described. The advantage of using non-Gaussian models in signal processing is shown, which is expressed in maintaining the growth of the signal-to-noise ratio at the output of the processing algorithm with an increase in the sample size. According to the results of the study, the dependences of the bandwidth of a multi-antenna communication system on the signal-to-noise ratio were obtained for non-gaussian model of low-frequency noise.

Keywords: narrow-band signal; low-frequency noise; thermal noise; estimation-correlation-compensation algorithm; phase noise; flicker noise.

1. ВВЕДЕНИЕ

Прием радиотехнических сигналов в системах передачи информации различного назначения выполняется на фоне шумов и помех, действие которых снижает отношение сигнал-шум и увеличивает вероятность ошибок при обработке. В работе рассматривается два вида шума. Первый вид представляется широкополосным процессом с равномерной спектральной плотностью мощности, например, тепловой шум. Взаимодействие сигналов и тепловых шумов является линейным, а мощность шума ограничивается амплитудно-частотными характеристиками структурных элементов радиотракта. Ко второму виду относятся низкочастотные шумы, спектральная плотность мощности которых увеличивается с уменьшением частоты. Как

правило, спектр таких шумов занимает полосу частот от нуля до нескольких десятков килогерц. Указанный характер имеют фазовые шумы генераторов сигналов и фликкер-шум, возникающий в активных элементах радиотракта. Взаимодействие низкочастотных шумов с принимаемыми сигналами является нелинейным, совместный спектр сигнала и шума представляет собой свертку отдельных спектров.

Одним из направлений развития систем передачи информации является применение сверхузкополосных сигналов для низкоскоростной передачи. Таким образом достигается высокая спектральная плотность каналов и дальность связи. Малая ширина спектра сигналов позволяет использовать для их передачи защитные частотные интервалы сигналов других систем связи, что также повышает эффективность использования частот и существующей связной инфраструктуры. Однако, при обработке сверхузкополосных сигналов наблюдается их искажение при переносе их спектра в область действия низкочастотных шумов. Сравнимая ширина спектра фликкер и фазовых шумов и высокий уровень шума на частотах, близких к нулю приводят к блокированию приема сверхузкополосного сигнала. Актуальной становится задача компенсации действия низкочастотных шумов в алгоритмах цифровой обработки сигналов.

В работе предлагается использовать оценочно-корреляционно-компенсационный алгоритм обработки, что позволит выполнять адаптацию методов обработки к изменяющимся шумовым характеристикам. Для оценки используются модели низкочастотных шумов различного вида. Наиболее распространенными являются модели гауссовского типа, например, модель фрактального броуновского движения или белого гауссовского шума. Их применение объясняется гауссовским подходом к описанию характеристик фазового и фликкер шума. Однако, исследования [1,2] показывают наличие негауссовских свойств у реализаций низкочастотных шумов. В частности, наблюдаются отличия в форме спектра отсчетов низкочастотных шумов, полученных экспериментально [3,4], от гауссовского распределения. Одной из причин указанных отличий является наличие во временных реализациях шума резких «выбросов», которые в литературе [5] получили название «попкорн»-шума или взрывного шума. Редко появляющиеся короткие всплески шумового напряжения приводят к отклонению формы центральной части спектра шума от гауссовского распределения. Таким образом, актуальным является использование негауссовских моделей шума, что позволит более эффективно выполнять адаптацию параметров моделей и компенсацию действия шума.

2. ОЦЕНОЧНО-КОРРЕЛЯЦИОННО-КОМПЕНСАЦИОННЫЙ АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА ПРИ НЕГАУССОВСКОЙ МОДЕЛИ НИЗКОЧАСТОТНОГО ШУМА

Действие шумов при приеме сигналов с высокопозиционными видами модуляции может проявляться в искажении сигнальных созвездий. Близкое расположение элементов созвездий приводит к их перепутыванию и, как следствие, необходимости повышения отношения сигнал-шум. В то же время параметры шумов могут изменяться во времени. Следовательно, для поддержания низкой вероятности битовой ошибки и большого отношения сигнал-шум необходимо выполнять периодическую оценку параметров шума и формировать адаптивные алгоритмы фильтрации и компенсации шумов. Применение математического моделирования шума позволяет формализовать задачу оценки и выявить зависимость физических параметров шумовых процессов и математических переменных модели.

Известны [1,2,6] различные модели шумовых процессов, в том числе низкочастотных шумов – фликкер и фазового шума. Каждая модель содержит ряд формальных параметров, характеризующих природу появления и свойства шума.

Большинство используемых моделей основаны на предположении о гауссовской природе фликкер-шума. Однако, наблюдаемые реализации низкочастотных шумов демонстрируют негауссовскую форму спектральной плотности мощности с резким ростом мощности вблизи низких частот. Одной из причин такого поведения фликкер-шума является наличие редких всплесков во временной реализации шума [3,4]. Учет данной особенности приводит к необходимости использования нелинейных моделей низкочастотных шумов.

С целью оценки параметров низкочастотных шумов в работе используется модель шумового процесса в виде системы стохастических дифференциальных уравнений, описанная в [1]. Выражение для математического описания полученного процесса в дискретном времени имеет вид:

$$x(k) = x(k-1) - \frac{a_1 x(k-1)}{1 + a_s x^s(k-1)} + a_w w(k) \quad k = 1, \dots, K_s, \quad (1)$$

где $w(k)$ - стандартный гауссовский процесс в дискретном времени, a_s, a_w, a_1 - априорно неизвестные параметры модели. Зависимость параметра a_1 от дискрета времени $a_1 = a\Delta t$ определяет ширину спектра формируемого процесса. Степень негауссовости получаемой реализации шума определяется параметром a_s . Расчет параметра a_1 можно выполнить по измерениям коэффициента эксцесса отсчетов

низкочастотного шума, наблюдаемого в приемном устройстве: $a_1 = \left(\frac{c}{b}\right)^{\frac{1}{s}} = \frac{c_x}{D_{xG}^{\frac{1}{s}}}$,

$D_{xG} = b^{\frac{1}{s}} / a$ - дисперсия гауссовского шума при $c=1$, c_x характеризует степень негауссовости ФШ. Параметр a_1 определяет дисперсию формируемого процесса: $a_w = b\sqrt{\Delta t} = \sqrt{s D_{xG} a_1}$. Коэффициенты a, b, c определяются характеристиками наблюдаемого низкочастотного шума и подлежат оценке при использовании адаптивного алгоритма.

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМА ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ

Достаточной статистикой для многих задач обработки сигналов является логарифм отношения правдоподобия, полученный ОКК методом [8]:

$$z = \frac{1}{N} \int_0^T (y(t) - \hat{s}_1(t))(s_1 + \hat{s}_s(t) - \hat{s}_1(t)) dt - \frac{s}{N} \int_0^T (s_1 + \hat{s}_s(t) - \hat{s}_1(t))^s dt, \quad (1)$$

где $y(t)$ - наблюдаемый процесс в виде суммы детерминированного сигнала $s(t)$, низкочастотного шума $x(t)$ и теплового шума.

Рассмотрим оптимальный ОКК алгоритм и несколько вариантов квазиоптимальных алгоритмов обработки, отличающихся вычислительными затратами и эффективностью.

1) Оптимальная ОКК статистика

$$z = \frac{1}{N} \int_0^T (y(t) - \hat{s}_1(t))(s_1 + \hat{s}_s(t) - \hat{s}_1(t)) dt - \frac{s}{N} \int_0^T (s_1 + \hat{s}_s(t) - \hat{s}_1(t))^s dt. \quad (2)$$

2) Нелинейная компенсация ФШ и оптимальная корреляционная обработка

$$z = \frac{s}{N} \int_0^T (y(t) - \hat{s}_1(t))(s_1 + \hat{s}_s(t) - \hat{s}_1(t)) dt. \quad (3)$$

3) Нелинейная компенсация ФШ и согласованная (линейная) корреляционная обработка

$$z = \frac{\#}{N_!} \int_!^T (y(t) - \hat{x}_!(t)) s_! dt . \quad (4)$$

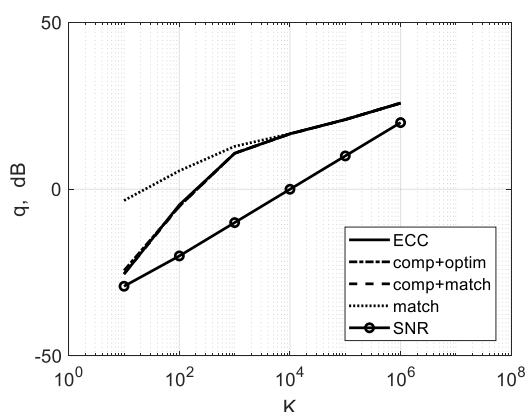
4) Согласованная корреляционная обработка

$$z = \frac{"}{N_!} \int_!^T y(t) s_! dt . \quad (5)$$

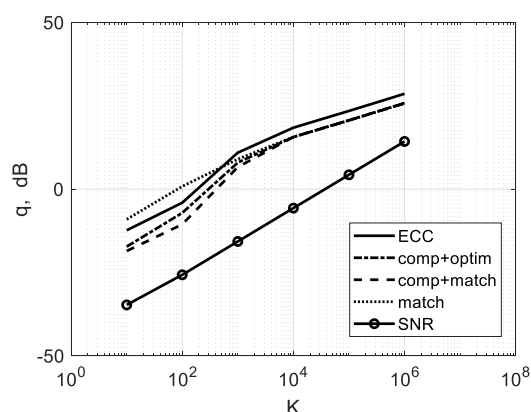
Расчет отношения сигнал-шум (8) проводится методом моделирования искажений сигнала и расчета усредненной энергии искаженного сигнала:

$$q \approx \frac{\frac{\#}{N_s} \sum_{n="}^{N_s} \sum_{k="}^K (s(k\Delta t) + \Delta s(k\Delta t))_n^{\#} \Delta t}{N_!} . \quad (6)$$

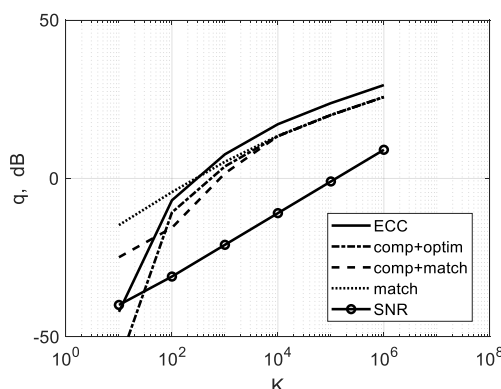
На рисунке 1 приведены зависимости отношения сигнал-шум от длительности сигнала K при различных значениях параметра нелинейности c_x . Расчет проводился моделированием полученных выше уравнений при $a_! = !\#"$, $D_{xG} = \#"$, $p = \#"$, $N_s = !""$, $s(t) = s_{\#} = \#"$. Варианты анализируемых алгоритмов соответствуют следующим номерам соответствующей формулы: (1) – ОКК, (3) – comp-optim, (4) – comp+match, (5) – match, (6) – SNR. Моделирование проводилось при следующих значениях параметров: $a_{\#} = \%\#^{\%} s(t) = \% \beta / K = \#\$" \% N_s = \#\$"$.



а) $c_x = !$ $D_x = !\#"$ $E_x = !$ $\beta = !$



б) $c_x = \#"$ $D_x = ' \&"$ $E_x = \%\$"$ $\beta = \#"$



в) $c_x = \#"$ $D_x = \%\$"$ $E_x = \$"$ $\beta = \#"$

Рис. 1. Зависимости отношения сигнал-шум от объема выборки

Эффективность обработки определяется отношением сигнал-шум, который рассчитывается по моментам достаточной статистики:

$$q = \frac{\overline{z^2}}{(\overline{z} - \overline{z})^2} \approx \frac{\frac{1}{N_s} \sum_{n=1}^{N_s} z_n^2}{\frac{1}{N_s} \sum_{n=1}^{N_s} z_n^2 - \left(\frac{1}{N_s} \sum_{n=1}^{N_s} z_n \right)^2}.$$

Для оценки влияния комплекса помех на пропускную способность канала многоантенной системы связи (MIMO) было проведено моделирование работы такой системы. Применяется модель канала связи в виде матрицы канальных коэффициентов $\mathbf{H}$. Предполагается механизм параллельного излучения сигналов передатчика MIMO системы связи и параллельного приема сигнала всеми антеннами приемника MIMO. При моделировании учитывается рассеяние лучей в канале связи, описываемое коэффициентом Райса. Тогда выражение для матрицы канальных коэффициентов принимает вид:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{D}{K+D}} \mathbf{H}_{\text{direct}} + \sqrt{\frac{K}{K+D}} \mathbf{H}_{\text{diffuse}},$$

где $\mathbf{H}_{\text{direct}}$ и $\mathbf{H}_{\text{diffuse}}$ - канальные матрицы прямого и диффузионного путей распространения сигнала. Совместное действие комплекса тепловых, фазовых и фликкер шумов приводит к ошибке в оценке матрицы канальных коэффициентов. Применяется оценка максимального правдоподобия канальной матрицы:

$$\hat{\mathbf{H}}_{ML} = \sqrt{\frac{N_{TX}}{q}} \mathbf{Y} \mathbf{S}^H (\mathbf{S} \mathbf{S}^H)^{-1},$$

где N_{TX} - число передающих антенн, $\mathbf{Y}$ - наблюдаемый на приемной стороне процесс в виде вектора суммы отсчетов сигнала $\mathbf{S}$ и шума, q - отношение сигнал-шум.

Влияние действия комплекса теплового, фазового и фликкер шума проявляется в ошибке оценивания матрицы канальных коэффициентов $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H} + \Delta \mathbf{H}$, поэтому расчет пропускной способности канала выполняется в соответствии с выражением:

$$C_H = \sum_{m=1}^K \log(1 + q_m),$$

где $q_m = \frac{q f_m^H \left(\mathbf{U}_0^H \mathbf{H} \mathbf{Q}_0 \right)_{mm}}{1 + q \sum_{k=1, k \neq m}^K f_k^H \left(\mathbf{U}_0^H \mathbf{H} \mathbf{Q}_0 \right)_{mk}}$, $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{U} \hat{\Sigma} \mathbf{Q}^H$. Результаты оценки усредняются по ансамблю реализаций матрицы канальных коэффициентов $\mathbf{H}$, что позволяет снизить погрешность оценки при моделировании. Критерием эффективности MIMO системы выбрана вероятность простоя, определяемая вероятностью факта, что мгновенное значение эргодической пропускной способности канала окажется меньше априорно выбранного минимально допустимого значения: $P_{OUT} = P(C_E \leq C_{OUT})$ [7].

Зависимости вероятности простоя от отношения сигнал/шум для различных значений коэффициента Райса показаны на рисунке 2. При моделировании рассматриваются различные значения дисперсии случайной составляющей негауссовской модели.

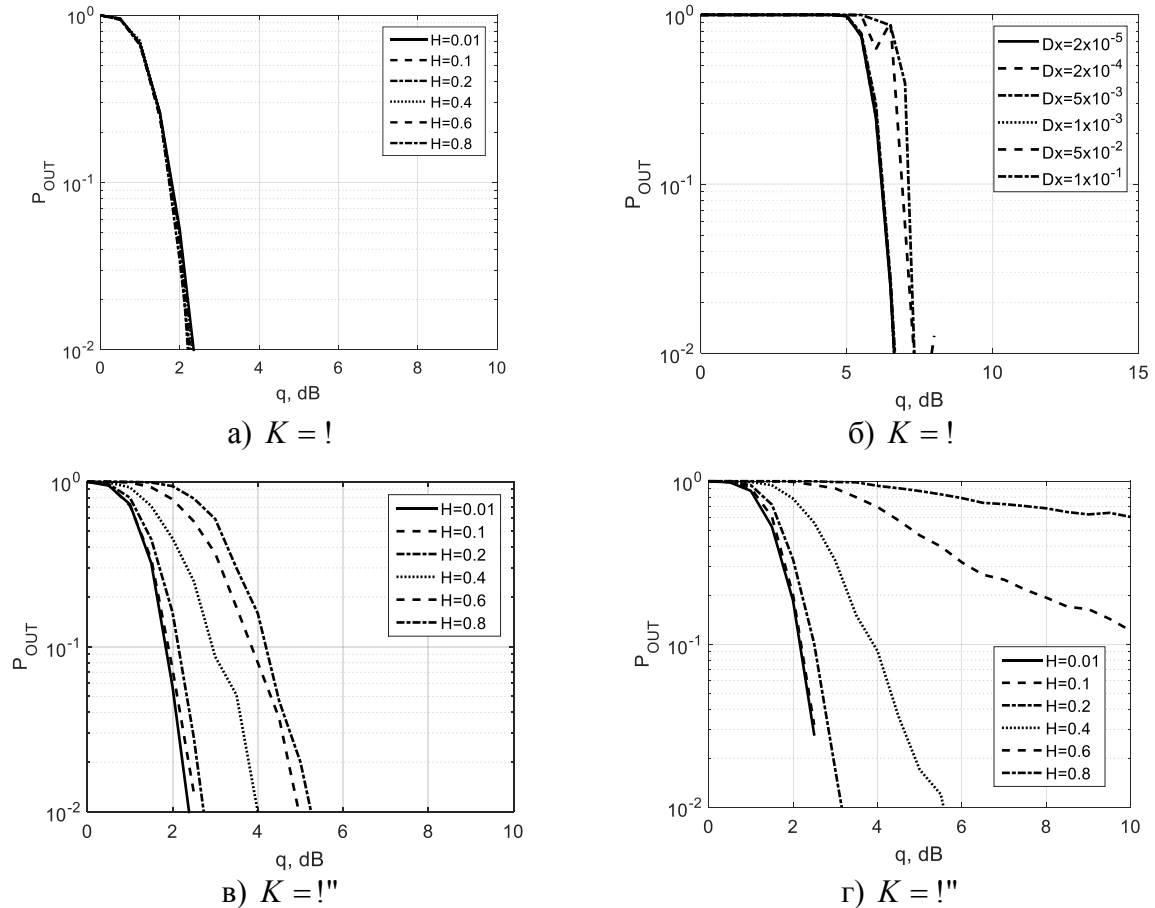


Рис. 2. Оценка вероятности простоя ММО системы в условиях действия комплекса шумов.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе исследований выявлено преимущество оценочно-корреляционно-компенсационного алгоритма при обработке узкополосного сигнала на фоне низкочастотных шумов. Применяемая негауссовская модель низкочастотного шума обеспечивает повышение отношения сигнал-шум при использовании в алгоритме цифровой обработки с использованием оценочно-корреляционно-компенсационного подхода, что доказывается выполненным моделированием работы алгоритма на фоне экспериментально полученных реализаций низкочастотного шума. Применение алгоритмов обработки в многоантенных системах позволяет повысить пропускную способность ММО канала связи. Показано влияние коэффициента Райса на пропускную способность канала связи при различных параметрах нелинейной модели фазовых и фликкер-шумов, выраженное в увеличении требований по отношению сигнал-шум при росте значения коэффициента Райса.

ЛИТЕРАТУРА

1. Kaulakys B., Ruseckas J. Stochastic nonlinear differential equation generating 1/f noise // Physical Review E 70, 020101(R), 2004.
2. Kaukalys B., Alaburda M., Ruseckas J. Modeling non-Gaussian 1/f noise by the stochastic differential equations // Noise and fluctuations: 19th International Conference on Noise and Fluctuations - ICNF 2007, AIP Conf. Proc, 922, 2007. - P. 439-442.

3. Паршин А.Ю., Мазаев Г.П. Исследование негауссовских свойств низкочастотных шумов операционных усилителей // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета, №82, 2022. – с. 13-18.
4. Паршин А.Ю. Экспериментальная оценка параметров негауссовского фликкер-шума / А.Ю. Паршин // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета, №73, 2020. – с. 19-25.
5. Buckingham M.J. Noise in electronic devices and systems. Jonh Wiley & Sons, 1983.
6. Crownover R. M. Introduction to fractals and chaos. Jones and Bartlett, 1995.
7. B. Harb, H. Shakhathreh and H. B. Salameh, "An Efficient Power Allocation Algorithm for Improved System Performance in MIMO Two-Relay Wireless IoT Networks: A Heuristic Approach," 2021 8th International Conference on Internet of Things: Systems, Management and Security (IOTSMS), Gandia, Spain, 2021, pp. 1-5.
8. Паршин А.Ю. Анализ эффективности обработки узкополосного сигнала в присутствии негауссовского фликкер-шума // Радиотехника, №11, 2019. – С. 1-10.

REFERENCES

1. Kaulakys B., Ruseckas J. Stochastic nonlinear differential equation generating 1/f noise // Physical Review E 70, 020101(R), 2004.
2. Kaulakys B., Alaburda M., Ruseckas J. Modeling non-Gaussian 1/f noise by the stochastic differential equations // Noise and fluctuations: 19th International Conference on Noise and Fluctuations - ICNF 2007, AIP Conf. Proc, 922, 2007. - Pp. 439-442.
3. Parshin A.Yu., Mazaev G.P. Investigation of non-Gaussian properties of low-frequency noise of operational amplifiers // Bulletin of the Ryazan State Radio Engineering University, No.82, 2022. – Pp. 13-18.
4. Parshin A.Yu. Experimental estimation of non-Gaussian flicker noise parameters // Bulletin of the Ryazan State Radio Engineering University, No.73, 2020. – Pp. 19-25.
5. Buckingham M.J. Noise in electronic devices and systems. Jonh Wiley & Sons, 1983.
6. Crownover R. M. Introduction to fractals and chaos. Jones and Bartlett, 1995.
7. B. Harb, H. Shakhathreh and H. B. Salameh, "An Efficient Power Allocation Algorithm for Improved System Performance in MIMO Two-Relay Wireless IoT Networks: A Heuristic Approach," 2021 8th International Conference on Internet of Things: Systems, Management and Security (IOTSMS), Gandia, Spain, 2021, pp. 1-5.
8. Parshin A.Yu. Analysis of the efficiency of narrowband signal processing in the presence of non-Gaussian flicker noise // Radioengineering, №11, 2019. – Pp. 1-10.

МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ ИЗВЛЕЧЕНИЯ И АНАЛИЗА ПОЛЁТНЫХ ДАННЫХ КОММЕРЧЕСКИХ КВАДРОКОПТЕРОВ

В. В. Плеве, Р. Е. Меркулов, А. В. Некушенков, А. В. Силюнцев

ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Россия

Аннотация. В статье представлены методы извлечения полётных данных квадрокоптеров, используемых в разведке. Рассмотрены алгоритмы обработки телеметрии, восстановления траекторий, обнаружения целей и классификации данных. Предложены модели на основе дифференциальных уравнений, методов машинного обучения и анализа временных рядов.

Ключевые слова: извлечение полётных данных; алгоритм; телеметрия; восстановление траектории; обнаружение целей; классификация данных.

MACHINE VISION SYSTEM FOR THE COMPLEX FOR COMBATTING SMALL-SIZED UAVS

V. V. Pleve, R. E. Merkulov, A. V. Nekushenkov, A. V. Silyuntsev

MESC AF Air Force Academy, Voronezh, Russia

Abstract. The article presents methods for extracting flight data from quadcopters used in reconnaissance. Algorithms for telemetry processing, trajectory restoration, target detection, and data classification are considered. Models based on differential equations, machine learning methods, and time series analysis are proposed.

Keywords: flight data extraction; algorithm; telemetry; trajectory reconstruction; target detection; data classification.

1. ВВЕДЕНИЕ

На данный момент малоразмерные БПЛА являются ключевым средством ведения боевых действий благодаря мобильности, возможности переносить грузы и возможности передачи данных в реальном времени. Однако перехват и анализ их полётных данных остаются сложной задачей из-за шифрования сигналов и ограниченного доступа к бортовым системам.

Таким образом, целью данной работы является разработка математически обоснованных методов извлечения и анализа данных для: восстановления траекторий, выявления целей противника и прогнозирования тактических действий.

2. МЕТОДЫ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ДАННЫХ

Для извлечения полётных данных применяется радиочастотный анализ. Радиочастотный анализ — это метод перехвата и декодирования радиосигналов, передаваемых между квадрокоптером и пультом управления или наземной станцией. Принцип работы данного метода заключается в том, что квадрокоптеры передают данные по радиоканалам, используя протоколы связи, такие как Wi-Fi, Bluetooth или специализированные протоколы (например, DJI Lightbridge, OcuSync). Эти сигналы могут быть перехвачены с помощью радиочастотного оборудования, такого как программно-определяемые радиомодули (SDR), антенны с широким диапазоном частот (например, 2.4 ГГц, 5.8 ГГц) и программное обеспечение для анализа сигналов (например, GNU Radio, HSDR).

Радиочастотный анализ состоит из нескольких этапов:

1. Перехват сигнала, который осуществляется посредством настройки оборудования (выбор частотного диапазона (например, 2.4 ГГц для Wi-Fi) и настройка усиления сигнала и фильтрации шумов и записи сигнала с использованием SDR-модуля для радиосигналов в формате IQ (In-phase и Quadrature).
2. Декодирование сигнала. Для этого необходимо произвести демодуляцию (преобразование сигнала из радиочастотного диапазона в цифровой формат) с применением методов QPSK, OFDM или других и анализ протокола. Под анализом подразумевается идентификация структуры пакетов данных и расшифровка заголовков и полезной нагрузки.
3. Извлечение данных. Оно в свою очередь состоит из парсинга телеметрии (извлечение координат, скорости, курса и других параметров) и обработка мультимедиа.

При непосредственном извлечении и анализе данных необходимо очистить полезный сигнал от шумов. Для этого используются полосовые фильтры. Формула полосового фильтра имеет вид:

$$H(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f-f_0}{B/2}\right)^{2n}}}, \quad (1)$$

где f_0 – центральная частота, B – ширина полосы, n – порядок фильтра.

При частотном анализе могут возникнуть затруднения так, как большинство современных квадрокоптеров используют шифрование AES-256, что затрудняет декодирование. Так же стоит учитывать помехи. Высокий уровень шумов в различных условиях может существенно затруднить процесс поэтому желательно использовать качественное оборудование.

Далее рассмотрим откуда необходимо брать полётные данные. Источниками необходимых данных могут служить:

1. Канал передачи данных телеметрии. Из него можно получить координаты (x, y, z);
2. Канал передачи видео (мультимедиа). Он содержит видео $I(x,y,t)$ и фотоснимки с геотегами;
3. Системные логи. Они содержат время полёта, состояние батареи, информацию о состоянии каналов и ошибки[3].

На основании данных, извлечённых из вышеперечисленных источников, можно осуществлять анализ и делать выводы о местоположении противника.

3. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ

Рассмотрим математические модели, которые применяются при анализе извлечённых полётных данных.

Для восстановления траектории применяется система дифференциальных уравнений, которой она описывается[5]:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = v(t) \cdot \cos \theta(t), \\ \frac{dy}{dt} = v(t) \cdot \sin \theta(t), \\ \frac{dz}{dt} = h'(t). \end{cases} \quad (2)$$

где $v(t)$, $\theta(t)$, $h(t)$ — функции скорости, курса и высоты.

Для аппроксимации дискретных данных используется кубический сплайн:

$$S(t) = a_i + b_i(t - t_i) + c_i(t - t_i)^2 + d_i(t - t_i)^3, \quad (3)$$

где коэффициенты a_i, b_i, c_i, d_i вычисляются методом наименьших квадратов. Кубический сплайн — это гладкая функция, которая используется для интерполяции данных на основе кубических полиномов. Он широко применяется в математике, инженерии и компьютерной графике для построения гладких кривых, проходящих через заданные точки (узлы). Основная идея кубического сплайна заключается в том, что на каждом отрезке между узлами функция задаётся кубическим полиномом, а в узлах обеспечивается гладкость (непрерывность функции, её первой и второй производных).

При обнаружении целей на изображениях осуществляется анализ видео через сверточные нейронные сети (CNN) [1]. Далее представлена функция потерь для обучения:

$$L = -\sum_{i=1}^N y_i \log(p_i) + (1 - y_i) \log(1 - p_i), \quad (4)$$

где y_i — метка класса (0/1), p_i — вероятность принадлежности к цели. Сверточные нейронные сети — это класс глубоких нейронных сетей, специально разработанных для обработки данных с grid-подобной структурой, таких как изображения, видео и аудиосигналы. Они широко применяются в задачах компьютерного зрения, таких как классификация изображений, обнаружение объектов, сегментация и распознавание лиц. CNN стали основным инструментом в современных системах машинного обучения благодаря своей способности автоматически извлекать иерархические признаки из данных.

Для оптимизации применяется алгоритм Adam[2]. Adam (Adaptive Moment Estimation) — это метод оптимизации, используемый для настройки параметров моделей машинного обучения, таких как нейронные сети. Adam сочетает в себе преимущества двух других популярных методов оптимизации: AdaGrad и RMSProp. Он адаптивно изменяет скорость обучения для каждого параметра модели, что делает его эффективным и устойчивым для широкого круга задач. Далее представлена его формула:

$$\theta_{t+1} = \theta_t - \frac{\mu}{\sqrt{\hat{v}_t + \epsilon}} \cdot \hat{m}_t, \quad (5)$$

где $\hat{m}_t$ и $\hat{v}_t$ — оценки первого и второго моментов градиента.

При прогнозировании маршрутов применяется модель ARIMA (AutoRegressive Integrated Moving Average)[4]:

$$\Delta^d y_t = c + \sum_{i=1}^p \phi_i \Delta^d y_{t-i} + \sum_{j=1}^q \theta_j \epsilon_{t-j} + \epsilon_t, \quad (5)$$

где d — порядок дифференцирования, p и q — параметры авторегрессии и скользящего среднего. Это модель, используемая для анализа и прогнозирования временных рядов. ARIMA объединяет три компонента: авторегрессию (AR), интегрирование (I) и скользящее среднее (MA). Эта модель широко применяется в экономике, финансах, метеорологии и других областях, где важно предсказать будущие значения на основе прошлых данных.

4. АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ

Далее рассмотрим алгоритм обработки данных, извлечённых из квадрокоптера

1. Восстановление маршрута. На этом этапе осуществляется фильтрация шумов с применением фильтра Калмана, аппроксимация сплайнами(3) и визуализация траектории. Оценка точности осуществляется посредством применения следующего выражения[6]:

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \hat{x}_i)^2}; \quad (6)$$

2. Классификация целей. Используется предобученная CNN ResNet-50 с дообучением на датасете военных объектов (точность 85%);
3. Обнаружение аномалий. Для этого наиболее эффективно подходит алгоритм изоляционного леса (Isolation Forest)[7]:

$$\text{Аномальность} = 2^{-\frac{E(h(x))}{e(n)}}, \quad (7)$$

где $E(h(x))$ — средняя глубина дерева, $e(n)$ — нормирующая константа.

5. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Таким образом при использовании алгоритма получилось добиться следующих результатов для квадрокоптера DJI Phantom 4. При восстановлении траектории RMSE для координат составляет 1.2 м. При этом точность восстановления: 92%. Для классификация целей точность на тестовой выборке составляет 85%. При этом ложные срабатывания не превышают 7%.

Прогнозирование маршрутов с применением модели ARIMA с параметрами ($p=2$, $d=1$, $q=1$) показывает, что средняя ошибка прогноза не превышает 8.5%.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Математические модели на основе сплайнов и ARIMA обеспечивают точное восстановление и прогнозирование маршрутов. Алгоритмы машинного обучения (CNN, Isolation Forest) позволяют анализировать цели с минимальными ложными срабатываниями. Перспективами развития алгоритма являются интеграция с системами РЭБ и использование квантовых алгоритмов для шифрования данных.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гудфеллоу И. Глубокое обучение // MIT Press, 2016.
2. Бокс Г. Анализ временных рядов // Wiley, 2015.
3. Документация разработчика DJI // Встроенный SDK, 2023.
4. Смит Д. Передовые методы анализа данных с дронов // Журнал военных технологий, 2023 г.
5. Джонсон М. Математические модели для реконструкции траектории полета // Аэрокосмическая техника, 2021.
6. Ли Х. Методы наименьших квадратов для оценки траектории // Журнал прикладной математики, 2020.
7. Ван Л. Методы кластеризации для обнаружения аномалий // Data Mining and Knowledge Discovery, 2019.

REFERENCES

1. Goodfellow I. Deep Learning // MIT Press, 2016.
2. Box G. Time Series Analysis // Wiley, 2015.
3. DJI Developer Documentation // Onboard SDK*, 2023.
4. Smith J. "Advanced Drone Data Analysis Techniques" // Journal of Military Technology, 2023.
5. Johnson M. "Mathematical Models for Flight Path Reconstruction" // Aerospace Engineering, 2021.
6. Lee H. "Least Squares Methods for Trajectory Estimation" // Journal of Applied Mathematics, 2020.
7. Wang L. "Clustering Techniques for Anomaly Detection". Data Mining and Knowledge Discovery // 2019.

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ OFDM ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ

В. Г. Карташевский¹, Е. С. Семенов²

¹ Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), г. Самара, РФ

² Волгоградский государственный университет (ВолГУ), г. Волгоград, РФ

Аннотация. В работе рассматриваются алгоритмы обработки сигналов системы связи технологии OFDM. 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 применяется метод регуляризации для совместного оптимального оценивания выборок импульсной характеристики и огибающей OFDM-символа с использованием разнесённого приема (векторного канала). Выборки огибающей OFDM-символа рассчитываются с помощью модернизированного алгоритма ПЦППР, который преобразуется в алгоритм "прием в целом с поэлементным формированием оценок" (ПЦПФО). Представлены результаты компьютерного моделирования, демонстрирующие влияние точности оценки выборок огибающей OFDM-символа на устойчивость приема к помехам.

Ключевые слова: метод регуляризации, каналы с памятью, обработка сигналов OFDM в каналах с памятью, ПЦППР.

DEVELOPMENT OF SIGNAL PROCESSING ALGORITHMS IN OFDM SYSTEMS FOR DISCRETE MESSAGE TRANSMISSION

V. G. Kartashevsky¹, E. S. Semenov²

¹ Povolgsky State University of Telecommunications and Informatics (PSUTI), Samara, Russian Federation

² Volgograd State University (VolSU), Volgograd, Russian Federation

Abstract. The paper considers the algorithms of signal processing of the OFDM technology communication system. 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 applies a regularization method for the joint optimal estimation of impulse response samples and the envelope of OFDM symbols using diversity reception (vector channel). The envelope samples of the OFDM symbol are calculated using an improved algorithm based on point-to-point radio relay (PPRR), which is transformed into a "whole-reception with element-by-element estimation formation" (WREF) algorithm. The results of computer simulations demonstrating the influence of the accuracy of estimating the envelope samples of the OFDM symbol on the robustness to interference are presented.

Keywords: OFDM signal processing in memory channels, regularization method, memory channels, PCPPR.

1. ВВЕДЕНИЕ

В последние годы системы, основанные на ортогональном частотном мультиплексировании (OFDM), приобрели значительную популярность. Несмотря на то, что OFDM представляет собой многоканальную систему передачи сигналов, исследования показывают, что прием сигналов OFDM более эффективен при

использовании субоптимальных алгоритмов, известных как методы последовательной (одноканальной) обработки. Эти алгоритмы, первоначально разработанные для одноканальных систем связи, учитывают влияние памяти канала, которое вызывает интерференционные эффекты на стороне приема.

Одним из наиболее эффективных методов обработки сигналов в одноканальных системах является алгоритм целостного приема с поэлементным принятием решений (ПЦППР) [3].

Непосредственное применение алгоритма ПЦППР на приёме при обработке последовательности аналоговых значений отсчётов огибающей OFDM символов, полученных на выходе блока ОДПФ (ОБПФ), вряд ли реализуемо при высокой размерности например, КАМ сигналов, т.к. ПЦППР подразумевает полный перебор гипотез относительно последовательности передаваемых дискретных элементов на интервале памяти канала.

Поэтому существует интерес к усовершенствованию алгоритма ПЦППР, если заменить решение «задачи различения гипотез» на «задачу оценивания» [2]. Это позволит сохранить оптимальный подход к обработке последовательности аналоговых отсчётов в канале с памятью.

2. ОЦЕНИВАНИЕ ОТСЧЕТОВ ОГИБАЮЩЕЙ OFDM СИМВОЛА

Один из способов упростить алгоритм ПЦППР заключается в замене различения оцениванием. Этот подход уже обсуждался в [2], где задачу различения m^K гипотез относительно реализации кодовой последовательности длины K заменили задачей оценивания двоичного вектора-индикатора размерности m^K .

Было доказано, что поиск наилучших оценок m^K взаимно ортогональных вариантов реализации вектора-индикатора по критерию минимума среднеквадратичной ошибки эквивалентен поиску кодовой последовательности по критерию максимума апостериорной вероятности [3].

В работе рассмотрим задачу оптимального совместного оценивания последовательности отсчётов огибающей OFDM символа на выходе канала связи с памятью, который описывается импульсной характеристикой с отсчётами $h_0, h_1, \dots, h_{M-1}$ на интервале временного рассеяния $\tau_p \approx M \cdot \Delta t$, где Δt - интервал времени между отсчётами на передаче, M – количество отсчётов.

На приемной стороне сигнал, соответствующий OFDM-символу, наблюдаемый на исследуемом временном интервале $T_a = (N + M - 1)\Delta t$, представляется в следующем виде:

$$\dot{z}(t, \mathbf{U}_j) = \sum_{k=0}^{N-1} \dot{u}_{kj} h(t - k \cdot \Delta t) + \dot{w}(t), \quad (1)$$

где $\mathbf{U}_j = [\dot{u}_0, \dot{u}_1, \dots, \dot{u}_{N-1}]_j^T$ - вектор отсчетов огибающей j -ого представления OFDM символа; $j = 1, 2, \dots, m^N$, $[\cdot]^T$ - символ транспонирования, $\dot{w}(t)$ - аддитивная помеха.

В формуле (4.1) m – основание кода символов $\dot{d}_k$, модулирующих каждую из N – поднесущих ω_k (в нашем случае, не обязательно ортогональных).

При этом выражение для отсчётов огибающей на передаче выглядит как:

$$\dot{u}_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \dot{d}_k e^{i\omega_k n}, \quad \omega_k = \frac{2\pi k}{N}. \quad (2)$$

Преобразование алгоритма ПЦППР в алгоритм ПЦПФО, существенно упрощающий решение задачи, основано на подходе, изложенном в [2]. Основная идея заключается в том, что при решении задачи для различных реализаций векторов $\mathbf{U}_j$ вводится случайный вектор-индикатор $\boldsymbol{\theta}$, значения которого равны 0 и 1. Оценка этого вектора осуществляется на основе байесовского критерия с квадратичной функцией потерь по наблюдениям некоторой реализации $\dot{\mathbf{z}}(t, \mathbf{U}_j)$. Это позволяет принять решение о том, какой из векторов $\mathbf{U}_j$ передан, что фактически дает искомую оценку отсчетов огибающей OFDM-символа [3].

Матрица выражения (1) записывается следующим образом:

$$\dot{\mathbf{z}}(t, \mathbf{U}_j) = (\boldsymbol{\theta}, \mathbf{H}\mathbf{U}_j) + \dot{\mathbf{w}}(t), \quad (3)$$

где $\boldsymbol{\theta}$ – это вектор-индикатор, указывающий, что при выполнении j -й гипотезы все координаты кроме j -й равны нулю, а j -я – единица;

$\mathbf{H}\mathbf{U}_j$ – это блочный вектор, который включает всевозможные реализации отсчетов огибающей OFDM-символа.

$(\square, \square)$ – скалярное произведение векторов;

$\mathbf{H}$ – это блочная диагональная матрица отсчетов импульсной характеристики с размерностью, определяющейся размерностью матрицы $\mathbf{U}_j$:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h} & \dots & 0 \\ \vdots & \mathbf{h} & \\ & & \ddots \\ 0 & & & \mathbf{h} \end{bmatrix};$$

где $\mathbf{h} = [h_0, h_1, \dots, h_{M-1}, 0, \dots, 0_{N-1}]^T$;

$\mathbf{U}_j$ – вектор, составленный из векторов $\mathbf{U}_j$, $\mathbf{U}_j = [\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_2, \dots, \mathbf{U}_{m^N}]^T$.

Оценка вектора $\boldsymbol{\theta}$ определяется как $\hat{\boldsymbol{\theta}} = \boldsymbol{\psi}[\dot{\mathbf{z}}(t)]$. Используя минимум функционала средней квадратичной ошибки:

$$\mathcal{E}(\boldsymbol{\psi}) = E \|\boldsymbol{\psi}(\dot{\mathbf{z}}) - \boldsymbol{\theta}\|^2. \quad (4)$$

В предположении, что модулирующие символы для поднесущих на передаче равновероятны и функция распределения выборки $F(\dot{\mathbf{z}} / \mathbf{U}_j)$ известна, используя формулу (4) для оценки k -й составляющей вектора $\boldsymbol{\theta}$ получим [3]:

$$\psi_{k \text{ opt}}(\dot{\mathbf{z}}) = \frac{\Lambda_k(\dot{\mathbf{z}})}{\sum_{i=0}^{m^N-1} \Lambda_i(\dot{\mathbf{z}})}, \quad (5)$$

где $\Lambda_j(\dot{\mathbf{z}}) = \frac{F(\dot{\mathbf{z}} / \mathbf{U}_j)}{F(\dot{\mathbf{z}} / 0)}$ – функционал отношения правдоподобия.

Согласно уравнению (5), на интервале $T_a = (N + M - 1)\Delta t$ следует искать совместно оценки максимального правдоподобия передаваемых отсчетов $\dot{u}(l)$, $l = 0, 1, \dots, N - 1$ огибающей OFDM-символа.

Для канала с постоянными параметрами и аддитивным белым гауссовским шумом оптимальные выборки с минимальной среднеквадратичной ошибкой определяются через векторы $\mathbf{U}$:

$$\hat{\mathbf{U}} = \arg \min_j \left\{ \int_0^{T_a} \left[\dot{\mathbf{z}}(t) - \sum_{k=0}^{N-1} \dot{u}_{kj} h(t - k \cdot \Delta t) \right]^2 dt \right\}, \quad (6)$$

где $j, k = 0, 1, \dots, N - 1$.

Оценки отсчетов огибающей OFDM-символа, полученные из (6), применяются для решения задачи демодуляции путем выполнения дискретного преобразования Фурье (ДПФ). В матричной форме эквивалентное выражение (1) записывается как:

$$\dot{\mathbf{z}} = \mathbf{H}\mathbf{U} + \dot{\mathbf{W}}. \quad (7)$$

Оценки компонент вектора $\mathbf{U}$ основанные на критерии минимизации среднеквадратической ошибки, могут быть получены путем решения обратной задачи, заданной матричным уравнением (7) [3].

Если элементы матрицы $\mathbf{H}$ известны, то оценки компонент вектора $\mathbf{U}$ с вероятностью 1 соответствуют главному квазирешению уравнения (7). Это квазирешение минимизирует невязку $\|\mathbf{H}\hat{\mathbf{U}} - \dot{\mathbf{z}}\|$ и норму $\|\hat{\mathbf{U}}\|$. Элементы вектора $\mathbf{U}$ определяются из условия минимизации функционала:

$$\|\mathbf{H}\mathbf{U} - \dot{\mathbf{z}}\|^2 + \alpha \|\mathbf{U}\|^2 \quad (8)$$

где α — параметр регуляризации.

Как показано в [3], оценки составляющих вектора $\mathbf{U}$ могут быть найдены из решения системы линейных алгебраических уравнений. Обратная связь «по решению» при формировании оценок, а не решений, теперь может быть обозначена как обратная связь «по оценке».

Минимизация функционала регуляризации стандартным методом позволяет для регуляризованных оценок $\{\hat{u}(k) = \psi_k\}_\alpha$ получить систему уравнений:

$$\alpha \Psi_k + \sum_{i=0}^{N+M-1} \gamma_{ki} \psi_i = f_k, \quad k = 0, 1, \dots, N + M - 1, \quad (9)$$

$$\text{где } f_k = \sum_{i=0}^{N+M-1} h_{ik} z_i.$$

3. ОЦЕНКА ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛА

Как следует из предыдущего анализа, применение алгоритма ПЦПФО для демодуляции в канале с рассеянием позволяет исключить необходимость использования

префиксов и постфиксов в структуре OFDM-символа на передающей стороне. Отказ от этих дополнительных элементов способствует повышению спектральной эффективности системы. Однако ключевой задачей, требующей решения для успешной реализации модифицированного алгоритма, является оценка импульсной характеристики (ИХ) канала на стороне приёмника.

Согласно [3], при наличии пилот-сигналов с известным информационным содержанием, периодически вставляемых между OFDM-символами, задача сводится к оценке отсчётов импульсной реакции на основе соотношения (6). В данном случае неизвестными являются элементы матрицы $\mathbf{H}$, а содержание вектора $\mathbf{U}$ известно приёмнику. Решение может быть получено путём минимизации регуляризующего функционала $\|\mathbf{H}\mathbf{U} - \mathbf{z}\|^2 + \alpha\|\mathbf{U}\|^2$ через решение системы линейных алгебраических уравнений, коэффициенты которой определяются известными значениями отсчётов огибающей OFDM-символа [8].

Для каналов с памятью и быстрыми замираниями предлагается структура группового сигнала, не требующая специальных измерительных пилот-символов. Вместо этого каждый OFDM-символ включает в себя:

- 1) испытательную комбинацию (ИК) — последовательность с априори известными данными, предназначенную для оценки параметров канала;
- 2) рабочий пакет (РП) — информационные символы, содержащие передаваемое сообщение. [3]

Такая организация потока OFDM-символов иллюстрируется на рис. 1.

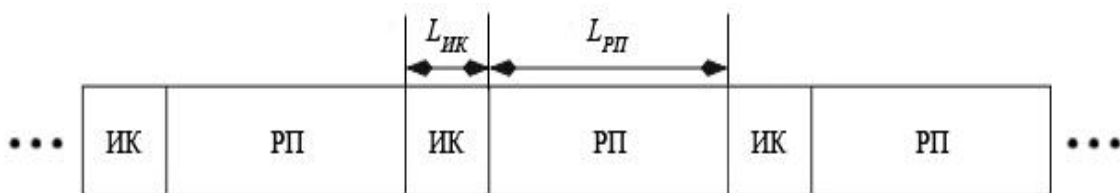


Рис. 1. Новая структура потока OFDM-символов

где $L_{ИК}$ - размер испытательной комбинации, выбирающийся из соображения, чтобы интервал временного рассеяния τ_p при заданной скорости передачи позволял оценить все отсчеты импульсной характеристики; $L_{РП}$ - размер рабочего пакета, который должен быть таким, чтобы к концу интервала времени его обработки оценки отсчетов импульсной характеристики не устарели настолько, что вероятность ошибки на бит будет стремиться к 0,5.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ОЦЕНКИ ОГИБАЮЩЕЙ

Эффективность предложенного метода демодуляции OFDM-сигналов с 16-точечной квадратурной амплитудной модуляцией (16-QAM) была проверена в условиях канала связи с постоянными параметрами и аддитивным белым гауссовским шумом. Оценки отсчётов импульсной характеристики получены при значении параметра регуляризации $\alpha = 0,1$. Пилот-символы размещались с периодичностью 32. Результаты моделирования, иллюстрирующие зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал-шум, представлены на рис. 2.

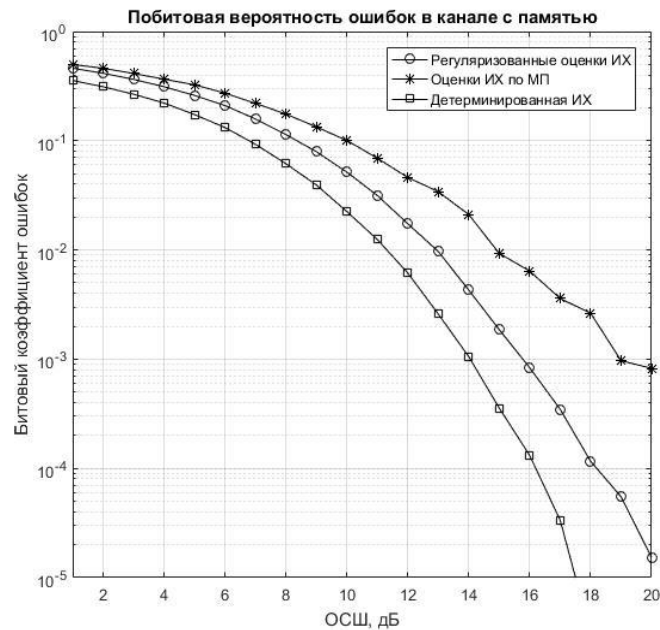


Рис. 2. Вероятность ошибок в канале с памятью

Исследование графиков, представленных на рис. 2, демонстрирует, что комбинация алгоритма ПЦПФО с модуляцией QPSK и предложенной структурой группового сигнала OFDM обеспечивает высокую помехоустойчивость системы при сохранении её спектральной эффективности.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение модернизированного алгоритма ПЦППР в каналах с памятью подтвердило его работоспособность для получения оценок отсчётов OFDM-символов за счёт перехода от задачи различения сигналов к задаче их оценивания.

Результаты моделирования подтверждают перспективность рассмотренного метода обработки OFDM-сигналов, основанного на оценке импульсной характеристики канала методом регуляризации. Данный подход позволяет эффективно адаптироваться к условиям канала с сохранением стабильности характеристик системы.

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. Семенов, Е.С. Система OFDM для канала с быстрыми замираниями / Карташевский В.Г., Семенов Е.С., Слипенчук К.С., Филимонов А.А. // 20 Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение», г. Москва, 2018, С. 122-125.
3. Семенов, Е.С. Прием сигналов OFDM в каналах с рассеянием при оценивании параметров канала / Карташевский В.Г., Филимонов А.А., Семенов Е.С. // Радиотехника. – 2016. – №2. – С. 48-54.
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. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского - М.: Радио и Связь. 2000.- 800с.
8. Карташевский В.Г., Шатилов С.В. Прием пакетов сигналов ФМ-4 в каналах с рассеянием // Радиотехника, 2011, т.65, № 7, с. 26 - 35.

REFERENCES

1. Radio communication systems with an extended spectrum of signals (analytical review) / V.I. Borisov, V.M. Zinchuk, V.I. Nikolaev and others // Theory and technology of radio communications, 1998. – Issue 1. – pp. 18-48.
2. Semenov, E.S. OFDM system for a channel with fast fading / Kartashevsky V.G., Semenov E.S., Slipenchuk K.S., Filimonov A.A. // 20th International Conference "Digital Signal Processing and its application", Moscow, 2018, pp. 122-125.
3. Semenov, E.S. Reception of OFDM signals in channels with scattering when estimating channel parameters / Kartashevsky V.G., Filimonov A.A., Semenov E.S. // Radio Engineering. 2016. No. 2. pp. 48-54.
4. Dvornikov S. V., Pshenichnikov A.V., Manaenko S. S. Statistical characteristics of noise-resistant radio links with frequency resource management // Information Technologies, vol. 25, No. 1, 2019, pp. 35-40.
5. 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, and others // Theory and technology of radio communications, 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 // Communications, No. 10, 2023, pp.64-70.
7. Prokis J. Digital communications. Translated from English / Edited by D.D. Klovsky - M.: Radio and Communications. 2000.- 800s.
8. Kartashevsky V.G., Shatilov S.V. Reception of FM-4 signal packets in scattering channels // Radio Engineering, 2011, vol. 65, No. 7, pp. 26-35.

КОЛЬЦЕВАЯ АДАПТИВНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ДЛЯ ПРИЕМА СИГНАЛОВ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

В. И. Джиган¹

¹Национальный исследовательский центр «Курчатовский институт»
(НИЦ «Курчатовский институт»), Москва, Россия

Аннотация. В работе рассматривается кольцевая адаптивная антенная решетка. Решетка предназначена для борьбы с источниками помех при приеме сигналов глобальных навигационных спутниковых систем. Приводится архитектура такой решетки, а также адаптивный алгоритм вычисления её весовых коэффициентов и выходного сигнала. В качестве такого алгоритма используется рекурсивный алгоритм по критерию наименьших квадратов с линейным ограничением основного лепестка диаграммы направленности антенной решётки в направлении, нормальном к плоскости решетки. Показана простая методика оценки возможности приема сигналов спутников, находящихся в произвольных направлениях верхней полусферы окружающего антенную решетку пространства. Для кольцевых решеток, рассмотренных в настоящей работе, эта оценка равна примерно 30% телесного угла, образующего полусферу.

Ключевые слова: кольцевая антенная решетка, адаптивная антенная решетка, глобальные навигационные спутниковые системы, линейное ограничение, рекурсивный алгоритм по критерию наименьших квадратов, отношение сигнал/шум.

CIRCULAR ADAPTIVE ARRAY FOR RECEIVING OF GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEM SIGNALS

V. I. Djigan¹

¹National Research Center “Kurchatov Institute” (NRC “Kurchatov Institute”),
Moscow, Russia

Abstract. This paper considers a circular adaptive antenna array. The array is designed to combat the sources of the interferences when receiving the signals from the Global Navigation Satellite Systems. The architecture of such an array is presented, an adaptive algorithm for calculating its weights and output signal is presented too. The used algorithm is the Recursive Least Squares criterion one with a linear constraint of the main lobe of the array radiation pattern in the direction which is normal to the plane of the array. A simple method for assessing the possibility of receiving signals from the satellites located in arbitrary directions of the upper hemisphere surrounding the antenna array is shown. This assessment is equal to approximately 30% of the solid angle forming the hemisphere for the circular arrays considered in this paper.

Keywords: circular antenna array, adaptive antenna array, Global Navigation Satellite Systems, Liner Constraint, Recursive Least Squares, Signal-to-Noise Ratio.

1. ВВЕДЕНИЕ

Сегодня антенные решетки (АР) [1] широко используются в качестве направленных антенн радиотехнических систем различного назначения. Одним из привлекательных свойств таких антенн является их способность изменять форму своей диаграммы направленности (ДН). АР, которые изменяют эту форму в реальном времени, называются адаптивными АР (ААР) [2]. ААР изменяют форму ДН так, что в

неизвестных направлениях на источники помех в ней образуются провалы, что обеспечивает подавление этих помех в выходном сигнале ААР.

Изменение ДН осуществляется за счет вычисления с помощью адаптивных алгоритмов соответствующих весовых коэффициентов, взвешивающих сигналы в каналах ААР. В качестве таких алгоритмов используются как вычислительно простые алгоритмы, базирующиеся на стратегиях градиентного спуска, так и более сложные, но одновременно и более эффективные, алгоритмы по критерию наименьших квадратов, базирующиеся на решениях системы линейных уравнений [3].

Одним из приложений ААР является их применение в качестве антенн наземных радиоприемников сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) [4]. Для этого используются в основном ААР с небольшим числом антенн/каналов/весовых коэффициентов, что способствует их эффективному построению в виде АР с цифровым формированием луча [5]. Другое название этих АР – цифровые АР. Такие решетки строятся на принципах цифрового радио [6]. Цифровые АР в максимальной степени позволяют реализовывать в них адаптивные алгоритмы обработки сигналов, так как в таких АР на нулевой промежуточной частоте доступен не только выходной сигнал, но и доступны сигналы в каналах, значения которых используются в вычислениях во всех адаптивных алгоритмах. Что же касается геометрии ААР, то иногда её форма диктуется не только и не столько известными теоретическими соображениями и требованиями [1], сколько физическими ограничениями платформ, где эти АР размещаются. В таких случаях часто используются конформные ААР, частные случаи которых – это кольцевые и цилиндрические ААР [7]. Поэтому актуальным является исследование эффективности работы таких ААР при изменении их геометрических размеров и неизменных остальных параметров.

Целью настоящей работы является демонстрация результатов исследования эффективности кольцевых ААР различного диаметра, использующих рекурсивной адаптивный алгоритм по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS), при приеме сигналов ГНСС в помеховой обстановке. В следующих разделах представлены обобщенная архитектура ААР, её адаптивный алгоритм, а также результаты моделирования.

2. АРХИТЕКТУРА АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ И ЕЕ АДАПТИВНЫЙ АЛГОРИТМ

Обобщенная архитектура ААР приведена на рисунке 1а).

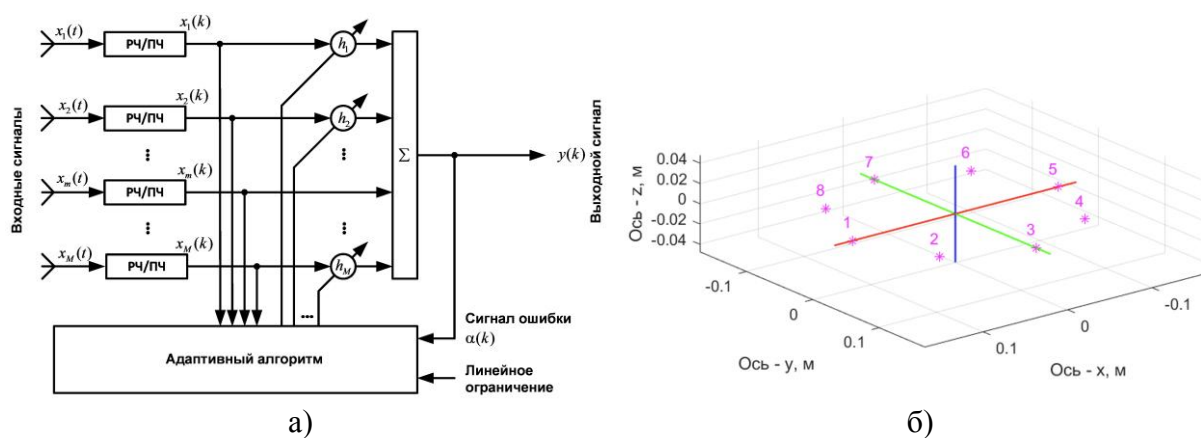


Рис. 1. Адаптивная антенная решётка: а) – архитектура; б) – геометрия кольцевой антенной решётки; РЧ – радиочастотные узлы радиоприемников каналов ААР; ПЧ – преобразователи частоты.

В работе рассматривается ААР с так называемым линейным ограничением основного лепестка ДН [8]. Архитектура, рисунок 1а), может быть использована в АР любой геометрической формы, например, кольцевой, см. рисунок 1б). Алгоритм вычисления весовых коэффициентов ААР приведен в таблице 1.

Таблица 1. ААР с линейным ограничением

Вычисления	Ссылки
Инициализация: $\mathbf{q}_M(0) = \mathbf{c}_M [\mathbf{c}_M^H \mathbf{c}_M]^{-1}$, $\mathbf{h}_M(0) = \mathbf{q}_M(0) f$, $[\mathbf{R}_M(0)]^{-1} = \delta^{-2} \mathbf{I}_M$	(1.0)
For $k = 1, 2, \dots, K$	
$y(k) = \mathbf{h}_M^H(k-1) \mathbf{x}_M(k)$	(1.1)
Вычисление обратной корреляционной матрицы $\mathbf{R}_M^{-1}(k)$	(1.2)
и вектора коэффициентов Калмана $\mathbf{g}_M(k)$	
$\mathbf{v}(k) = \mathbf{c}_M^H \mathbf{g}_M(k)$	(1.3)
$\mathbf{v}^*(k) = \mathbf{x}_M^H(k) \mathbf{q}_M(k-1)$	(1.4)
$\mathbf{q}'_M(k) = [\mathbf{q}_M(k-1) - \mathbf{g}_M(k) \mathbf{v}^*(k)] \left[1 + \frac{\mathbf{v}(k) \mathbf{v}^*(k)}{1 - \mathbf{v}^* \mathbf{v}(k)} \right]$	(1.5)
$\mathbf{q}'_M(k) = \mathbf{q}'_M(k) + \mathbf{q}_M(0) [1 - \mathbf{c}_M^H \mathbf{q}'_M(k)]$	(1.6)
$\alpha(k) = -y(k)$	(1.7)
$\mathbf{h}'_M(k) = \mathbf{h}_M(k-1) + \mathbf{g}_M(k) \alpha^*(k)$	(1.8)
$\mathbf{h}_M(k) = \mathbf{h}'_M(k) + \mathbf{q}_M(k) [f - \mathbf{c}_M^H \mathbf{h}'_M(k)]$	(1.9)
End	

Здесь $x_m(t)$ – это непрерывные входные сигналы ААР, принимаемые её антеннами; $x_m(k)$ – дискретные сигналы каналов ААР на нулевой промежуточной частоте; $h_m(k)$ – весовые коэффициенты ААР; M – число каналов (антенн, весовых коэффициентов) ААР; t – непрерывное время; k – дискретное время (номер дискретного отсчёта обрабатываемых сигналов), а $m = 1, 2, \dots, M$ – номер антенны ААР. Нижние индексы M в обозначении векторов указывают на число элементов в векторах, а аналогичные индексы в матрицах – на число элементов этих матриц, равное M^2 .

В рассматриваемой ААР на ДН ААР накладывается линейное ограничение вида

$$f = \mathbf{c}_M^H \mathbf{h}_M(k) = F(\theta_c, \phi_c) M, \quad (1)$$

где

$$\mathbf{c}_M = F(\theta_c, \phi_c) [e^{i\psi_1}, e^{i\psi_2}, \dots, e^{i\psi_m}, \dots, e^{i\psi_M}]^T. \quad (2)$$

Здесь θ_c , ϕ_c – это сферические углы [1], определяющие направление ограничения ДН, а $F(\theta_c, \phi_c)$ – значение ДН антенн ААР в направлении ограничения. Переменные ψ_m представляют собой пространственные набег фаз от источника сигнала, расположенного в направлении θ_c , ϕ_c , до каждой антенны. ААР, см. рисунок 1б), является кольцевой. Все её антенны идентичны и расположены вдоль радиусов кольца с максимумами ДН, ориентированными по нормали к плоскости решетки. Обычно ААР наземных радиоприемников ГНСС устанавливаются в горизонтальной плоскости.

Для расчёта весовых коэффициентов рассматриваемой ААР используются алгоритмы адаптивной фильтрации сигналов, которые могут быть найдены в [3]. Такой алгоритм с ограничением (1), (2) приведён в таблице 1. В работе, для вычисления обратной корреляционной матрицы $\mathbf{R}_M^{-1}(k)$ входных сигналов ААР $x_m(k)$ и вектора коэффициентов Калмана $\mathbf{g}_M(k)$ может быть использована любая разновидность RLS-алгоритмов адаптивной фильтрации сигналов, например, на основе леммы об обращении рекурсивно вычисляемой матрицы, QR-разложения или преобразования Хаусхолдера [3].

В таблице 1, $\mathbf{h}_M(k) = [h_1(k), h_2(k), \dots, h_m(k), \dots, h_M(k)]^T$ – это вектор весовых коэффициентов ААР, $\mathbf{x}_M(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_m(k), \dots, x_M(k)]^T$ – вектор дискретных входных сигналов ААР, δ^2 – параметр регуляризации матрицы $\mathbf{R}_M^{-1}(k)$, а λ – параметр забывания [3].

Известно [2], что ААР может подавлять сигналы помех, если число их источников меньше M . Это обязательное требование, обеспечивающее работу наземных радиоприемников ГНСС, поскольку подавление помех должно обеспечивать в установившемся состоянии отношение сигнал-шум плюс помеха (ОСШП) не хуже -20 дБ [9]. Одновременно ААР должна обеспечивать прием сигналов, как минимум от 4 спутников, находящихся в разных направлениях, часто не совпадающих с направлением основного лепестка ДН ААР. Для этого в этих направлениях ДН ААР должна иметь определённый уровень. Однако уровень ДН еще не означает требуемое ОСШП, так как ААР не только подавляет помехи, но и усиливает шум приемников её каналов, поскольку мощность шума на выходе ААР определяется как

$$p_{\text{noise}} = \sum_{m=1}^M |h_m|^2 \sigma_m^2. \quad (3)$$

Здесь, $\sigma_m^2 = \sigma^2$ – дисперсия (мощность) шума в каналах ААР. Чтобы понять, будет ли сигнал от спутника, находящегося в определенной угловой ориентации относительно ААР, принят, нужно оценить ОСШП на её выходе в установившемся состоянии. Однако получение таких оценок для разного числа спутников и при разных их угловых положениях в пространстве требует моделирования ААР для всех этих положений. В следующем разделе показывается как получить эти оценки простым способом.

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ

В установившемся состоянии адаптивного алгоритма ААР сигналы помех на её выходе являются подавленными. Поэтому их вкладом в выходной сигнал ААР можно пренебречь. Если использовать один из сигналов ГНСС и весовые коэффициенты ААР, полученные в установившемся состоянии, то можно рассчитать и построить карту ОСШП на всем множестве интересуемых углов вокруг ААР и выделить на ней области с $\text{ОСШП} \geq -20$ дБ, где прием сигналов ГНСС возможен. Тогда отношение площади карты со значениями $\text{ОСШП} \geq -20$ дБ ко всей её площади

$$P = \frac{S_{\text{ОСШП} \geq -20 \text{ дБ}}}{S} 100\% \quad (4)$$

является оценкой возможности приема сигналов спутников в конкретной помеховой обстановке.

Для получения такой карты в работе выполнено моделирование, пример которого приведен ниже. Моделировались три кольцевые ААР с числом антенн $M=8$, см. рисунок 1б). Антенны ААР предполагались одинаковыми. Рабочая частота ААР

соответствовала частоте диапазон L1 стандарта системы глобальной системы позиционирования (Global Position System, GPS) [9]. Две ААР имели диаметр, равный половине и целой длине волны несущего колебания, а третья ААР имела такой диаметр, при котором расстояние между антеннами вдоль кольца равнялось половине длины волны.

ААР размещалась горизонтально. Направление ограничения ДН задавалось как $\theta_c = 0^\circ$, $\phi_c = 0^\circ$. Три спутника были случайным образом расположены в диапазоне углов $\theta = 0^\circ \dots 75^\circ$, $\phi = 0^\circ \dots 360^\circ$, а семь источников помех с отношением сигнал/помеха -60 дБ были также случайным образом расположены по окрестности линии горизонта в диапазоне углов $\theta = 75^\circ \dots 105^\circ$, $\phi = 0^\circ \dots 360^\circ$. Спутниковые сигналы моделировались последовательностями Голда, которые используются в качестве информационных сигналов в GPS. Помехи моделировались белым Гауссовым шумом.

Результаты моделирования приводятся ниже. На рисунках 2а) – 2в) показаны переходные процессы рассматриваемых ААР в терминах значений их ДН в направлениях всех принимаемых сигналов и помех. Из этих рисунков видно, что все ААР подавляют сигналы помех, так как в направлениях их источников образуются глубокие провалы в ДН. Однако при этом не очевидно, принимаются или нет информационные сигналы, так как значения ДН в направлениях их источников (см. верхние горизонтальные линии на графиках) существенно различаются.

На рисунках 2г) – 2е) показаны 3D ДН на плоскости в установившемся состоянии ААР. Цвет обозначает значение ДН в соответствии с палитрой. Розовый кружок указывает начальное направление главного лепестка ДН ААР и направление ограничения ДН. Зеленые крестики и цифры указывают направления на спутники, а фиолетовые крестики и цифры – направления на источники помех. Однако и эти ДН ничего не говорят о ОСШ на выходе ААР.

Карты ОСШ, построенные для рассматриваемой в моделировании помеховой обстановки согласно (4), показаны на рисунках 2ж) – 2з). На рисунках 2и) – 2к) показаны эти же карты, на которых области, где выходное ОСШ < -20 дБ, то есть, где прием спутниковых сигналов невозможен, выделены однотонным темно-синим цветом. Сравнивая положение моделируемых источников полезных сигналов, показанных на рисунках 2г) – 2е), и карты ОСШ, можно сделать вывод о том, что ни один из трех моделируемых источников полезных сигналов не может быть принят в рассматриваемой помеховой обстановке, даже после подавления сигналов источников помех. В этом также можно убедиться, если построить графики взаимно-корреляционной функции выходного сигнала ААР и соответствующих последовательностей Голда. На этих графиках корреляционные пики, несущие информационное сообщение, кодируемое двадцатью синфазными последовательностями Голда на один бит, будут скрыты выходным шумом ААР. Это означает, что информация, передаваемая этими спутниками, не может быть использована для решения навигационной задачи. Однако, если спутники будут расположены в областях, обозначенных желто-зеленым цветом, то сигналы этих спутников будут приняты, так как в направлениях этих областей обеспечивается ОСШ ≥ -20 дБ.

В рассматриваемых экспериментах оценки (4) составляют около 30% всех направлений в верхней полусфере окружающего ААР пространства. В других сценариях, при использовании ААР других конфигураций и с другим числом антенн карты значений ОСШ могут быть другими.

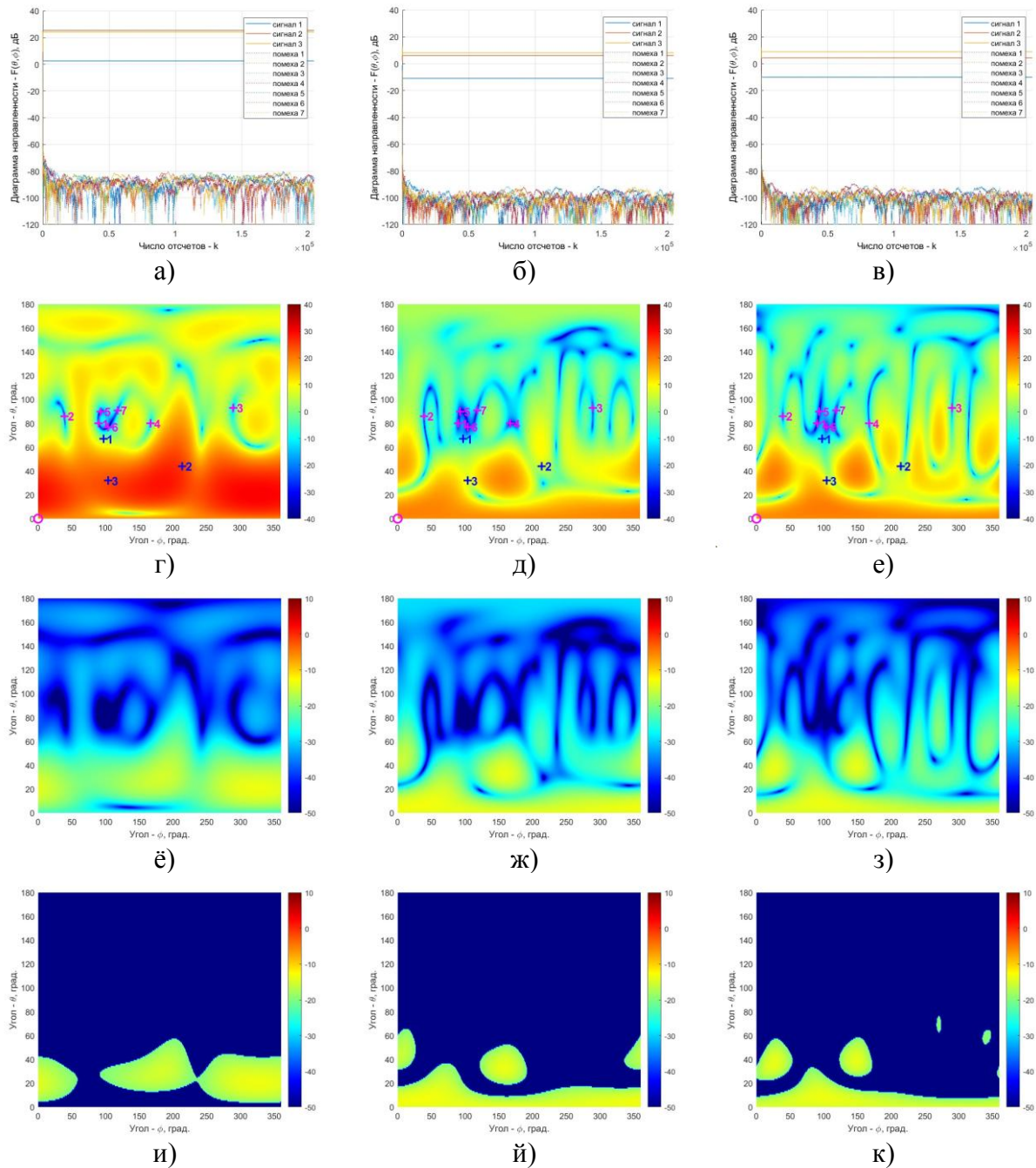


Рис. 2. Результаты моделирования: левый столбец – ААР с диаметром $0.5\lambda_0$; центральный столбец – ААР с диаметром λ_0 ; правый столбец – ААР с расстоянием между антеннами $0.5\lambda_0$; первая строка – переходные процессы в терминах значений ДН в направлении на источники принимаемых сигналов; вторая строка – 3D ДН на плоскости; третья строка – карта значений ОСШ; четвертая строка – карта значений ОСШ с выделанной областью ОСШ < -20 дБ.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, используя (4), можно оценить, могут ли сигналы ГНСС быть приняты или нет в интересующей помеховой обстановке после адаптации ААР, когда известны угловые положения спутников, или оценить вероятность этого приема. Это позволяет избежать длительного моделирования ААР при различном расположении

спутников, а также позволяет выбрать конфигурацию ААР и ее адаптивный алгоритм для использования в наземном радиоприемнике сигналов ГНСС.

Работа проведена в рамках выполнения государственного задания НИЦ «Курчатовский институт».

ЛИТЕРАТУРА

1. Brown A. D., Boeringer D., Cooke T. Electronically scanned arrays. MATLAB® modelling and simulation. CRC Press, 2012. – 214 p.
2. Monzingo R. A., Haupt R. L., Miller T. W. Introduction to adaptive arrays, 2nd ed. SciTech Publishing, 2011. – 510 p.
3. Джиган В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М: Техносфера, 2013. – 528 с.
4. Volakis J. L., O'Brien A. J., Chen C.-C. Small and adaptive antennas and arrays for GNSS applications. // Proceedings of IEEE, 2016. Vol. 104. № 6. – P. 1221-1232.
5. Litva J., Lo T. K.-Y. Digital beamforming in wireless communications. Artech House., 1996. – 301 p.
6. Dillinger M., Madani K., Alonistio N. Software defined radio: architectures, systems and functions. Wiley, 2007. – 454 p.
7. Джиган В. И. Цилиндрические адаптивные антенные решетки // Цифровая обработка сигналов, 2023, № 4. – С. 18-25.
8. Djigan V. I. Adaptive arrays for GNSS receivers. // Proceedings of the Proceedings of the IEEE 3rd International Conference on Problems of Informatics, Electronics and Radio Engineering (PIERE), Novosibirsk, Russia, November 15 – 17, 2024. – 4 p.
9. Hofmann-Wellenhof B., Lichtenegger H., Wasle E. GNSS – Global Navigation Satellite Systems: GPS, GLONASS, Galileo, and more. Springer, 2008. – 516 p.

REFERENCES

1. Brown A. D., Boeringer D., Cooke T. Electronically scanned arrays. MATLAB® modelling and simulation. CRC Press, 2012. – 214 p.
2. Monzingo R. A., Haupt R. L., Miller T. W. Introduction to adaptive arrays, 2nd ed. SciTech Publishing, 2011. – 510 p.
3. Djigan V. I. Adaptive signal filtering: theory and algorithms. M: Tekhnosfera, 2013. – 528 p.
4. Volakis J. L., O'Brien A. J., Chen C.-C. Small and adaptive antennas and arrays for GNSS applications. // Proceedings of IEEE, 2016. Vol. 104. No. 6. – P. 1221-1232.
5. Litva J., Lo T. K.-Y. Digital beamforming in wireless communications. Artech House., 1996. – 301 p.
6. Dillinger M., Madani K., Alonistio N. Software defined radio: architectures, systems and functions. Wiley, 2007. – 454 p.
7. Djigan V. I., Cylindric adaptive antenna arrays. // Digital Signal Processing. Moscow, Russia, 2023, No. 4. – P. 18-25.
8. Djigan V. I. Adaptive arrays for GNSS receivers. // Proceedings of the Proceedings of the IEEE 3rd International Conference on Problems of Informatics, Electronics and Radio Engineering (PIERE), Novosibirsk, Russia, November 15 – 17, 2024. – 4 p.
9. Hofmann-Wellenhof B., Lichtenegger H., Wasle E. GNSS – Global Navigation Satellite Systems: GPS, GLONASS, Galileo, and more. Springer, 2008. – 516 p.

ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ СШП ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ С АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКОЙ

В. И. Калинин

ФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, Фрязино, Московская обл., Россия

Аннотация. Выполнен анализ флуктуаций для корреляционных характеристик при передаче информации с расширением спектра на основе непрерывных шумовых сигналов со спектральной модуляцией. Внесение дискретной информации производится в результате суперпозиции опорного шумового сигнала и задержанного шумового сигнала, который модулируется противоположными по знаку двоичными битами. Проведен статистический анализ спектральных и корреляционных характеристик при передаче информации в канале с аддитивным гауссовским белым шумом.

Ключевые слова: передача информации; расширение спектра; корреляционная обработка; флуктуации; сверхширокополосные шумовые сигналы

NOISE COMMUNICATIONS ON THE BASE OF UWB SIGNALS WITH AUTOCORRELATION PROCESSING

V.I. Kalinin

Kotelnikov Institute of Radio-engineering and Electronics of Russian Academy of Sciences
(Kotelnikov IRE RAS) Frayzino branch
Moscow reg., Fryazino, Russia

Abstract. The fluctuation analysis of correlation performances is proposed for information transmission with spread spectrum on the base of continuous noise carriers. Spectrum modulation of transmitted waveforms is performed by means of linear superposition between the noise reference and delayed noise carriers multiplying by antipodal binary symbols. Statistical analysis of spectral and correlation performances is produced for data transmission through additive white Gaussian noise (AGWN) channel.

Keywords: noise communications; spread spectrum; signal processing; fluctuations; correlation estimations; ultra wideband signals

1. ВВЕДЕНИЕ

Системы радиосвязи используют технологии расширения спектра для повышения помехоустойчивости при передаче информации с высокой скоростью в каналах, подверженных воздействию помех и многолучевому распространению [1-3]. Шумовые хаотические системы радиосвязи с расширением спектра обладают скрытной передачей информации в беспроводных каналах со сложными условиями распространения [4-6]. Сверхширокополосные (СШП) шумовые системы используют относительные методы передачи так, что в канал радиосвязи одновременно поступают информационный и опорный шумовые сигналы [7-9]. В шумовых системах с разделением сигналов во времени осуществляется суперпозиция между опорным шумовым сигналом и задержанным сигналом, умноженным на значение двоичных символов в потоке передаваемой информации [5].

В процессе автокорреляционной обработки производится обратное сжатие СШП шумовых сигналов со спектральной модуляцией в полосу частот информационных

символов с последующим выделением передаваемых сообщений [7]. Энергия несущих шумовых сигналов изменяется случайным образом в потоке передаваемой информации. При исследовании помехоустойчивости шумовых систем передачи информации возникает проблема корреляционных оценок с изменяющимися во времени характеристиками [8-9].

2. ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ

Передача дискретной информации производится относительным методом на основе непрерывных шумовых сигналов со спектральной модуляцией [5]. От источника в передатчике шумовые сигналы $y(t)$ поступают на вход полосно-пропускающего фильтра (ППФ) в полосе $\Delta f = 1000$ МГц со средней частотой $f_0 = 3600$ МГц. Время когерентности шумового сигнала $y(t)$ на выходе ППФ фильтра обратно-пропорционально его полосе частот $\tau_c \approx 1/\Delta f$ и составляет величину $\tau_c = 1$ нс. При формировании несущих шумовых сигналов для передачи информации используются ППФ фильтры двух типов: с прямоугольной частотной характеристикой, либо с конечной импульсной характеристикой (КИХ) [2].

С выхода полосового фильтра в передатчике несущий сигнал $y(t)$ разделяется на информационный и опорный каналы. В информационном канале производится задержка шумового сигнала на время $T = 6$ нс. Задержанный сигнал $y(t - T)$ умножается на противоположные значения $b_l = \pm 1$ в потоке информационных битов. Опорный сигнал $y(t)$ поступает на вход сумматора, на другой вход которого следует задержанный сигнал, модулированный информационными символами. В линейном сумматоре происходит суперпозиция между опорным сигналом и задержанным информационным сигналом в виде:

$$z_l(t) = y(t) + b_l y(t - T) \quad (1)$$

При передаче информации относительным методом шумовой задержанный сигнал поступает в линию связи вместе с опорным сигналом. Временная реализация шумового сигнала (1) при передаче двоичных битов в линии связи не отличается по внешнему виду от флуктуационного шума в той же полосе частот, что свидетельствует о высокой информационной скрытности шумовой системы связи [5].

Спектр мощности суммарного шумового сигнала (1) модулирован периодической функцией в виде:

$$S_z(f, b_l) = 2S_y(f)[1 + \cos(2\pi fT + \pi(1 - b_l)/2)] \quad (2)$$

Случайные оценки спектров мощности для суммарного $z_l(t)$ и опорного $y(t)$ шумовых сигналов вычисляются за конечное время следования T_b каждого бита. Внесение двоичных данных $b_l = \pm 1$ производится в результате суперпозиции некогерентных сигналов, когда задержка T информационного сигнала относительно опорного сигнала значительно превышает время когерентности

$$T \gg \tau_c \quad T \Delta f \gg 1 \quad (3)$$

При выполнении условия (3) спектральная плотность мощности (2) модулируется гармонической функцией в зависимости от частоты f с периодом, равным $F_m = 1/T$.

Из соотношений (3) вытекает выражение $\Delta f \gg F_m$. В полосе частот Δf шумового сигнала помещается много периодов F_m модуляции спектра (2). Тонкая интерференционная картина в спектре суммарного шумового сигнала (1), поступающего в линию связи при передаче информационных символов $b_l = \pm 1$, показана на рис. 1а,б. Из сравнения спектров на рис. 1а,б следует, что модуляция спектральной плотности мощности смещается на половину периода $F_m/2 = 1/(2T)$ при передаче противоположных символов $b_l = \pm 1$.

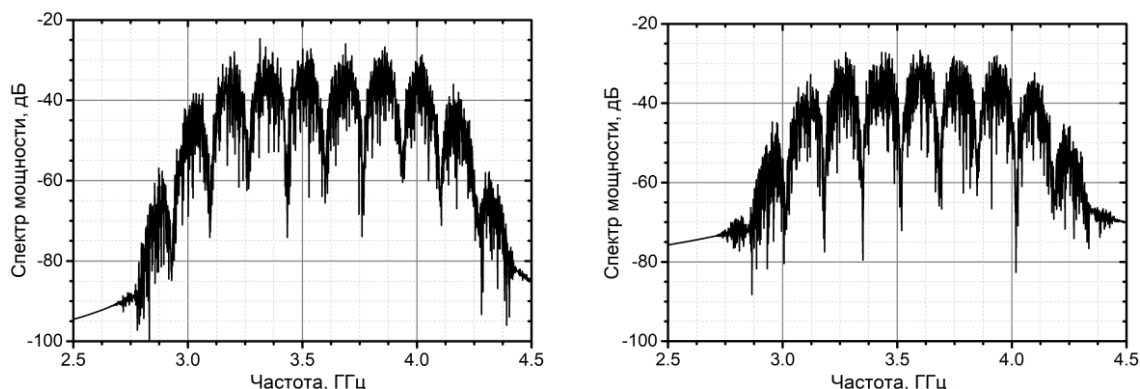


Рис.1 Смещение интерференционной картины в спектре при передаче (а) положительного «1»; (б) отрицательного «-1» символов.

Спектр двоичных символов, следующих со скоростью $C_b = 1$ Мб/с, занимает полосу частот $F_b \approx 1/T_b = 1$ МГц. В результате спектральной модуляции происходит расширение спектра информационных символов до полосы частот $\Delta f = 1000$ МГц суммарного сигнала (1). Коэффициент расширения спектра определяет базу $B = \Delta f T_b$ передаваемых сигналов и составляет величину $B = \Delta f / F_b = 1000$. Увеличение базы сигналов $B = \Delta f T_b$ приводит к повышению помехоустойчивости систем передачи информации с расширением спектра при воздействии внешних помех и многолучевом распространении [1].

3. АВТОКОРРЕЛЯЦИОННАЯ ОБРАБОТКА

Суммарный шумовой сигнал (1) с выхода передатчика поступает в канал связи с аддитивной гауссовой помехой $n(t)$ в той же полосе частот Δf , как у полезного шумового сигнала $y(t)$. На входе автокорреляционного приемника присутствует аддитивная смесь передаваемого шумового сигнала и аддитивной гауссовой помехи:

$$r(t) = [y(t) + b_l y(t - T)] + n(t) \quad (4)$$

В приемнике производится автокорреляционная обработка поступившего сигнала (4) за конечное время длительности каждого бита. Длительность задержки T в корреляторе приемника соответствует информационной задержке несущего сигнала. Статистическая оценка на выходе интегратора в приемнике определяется в виде корреляционного интеграла:

$$\hat{E}(b_l, T) = \frac{1}{T_b} \int_{t_l}^{t_l + T_b} r(t)r(t + T)dt \quad (5)$$

Здесь $t_l = t_0 + (l - 1)T_b$ - начальный момент времени при поступлении l - бита ($l = 1, 2, 3, \dots, N$). Величина (5) является случайной корреляционной оценкой, усредненной за конечное время T_b длительности b_l бита [9]. Корреляционный эффект (5) на выходе интегратора для поступившего сигнала (4) вычисляется в виде:

$$\begin{aligned} \hat{E}(b_l, T) = & b_l (\hat{k}_y(0) + \hat{k}_y(2T)) + 2\hat{k}_y(T) + \hat{k}_n(T) + \\ & + b_l \hat{k}_{yn}(0) + 2\hat{k}_{yn}(T) + b_l \hat{k}_{yn}(2T) \end{aligned} \quad (6)$$

Здесь $\hat{k}_y$ и $\hat{k}_n$ являются случайными оценками за конечное время длительности бита T_b , для корреляционных функций исходного шумового сигнала $y(t)$ и помехи $n(t)$.

Полезный эффект на выходе корреляционного приемника определяется первым слагаемым $b_l \hat{k}_y(0)$ в формуле (6) при нулевом смещении $\tau = 0$. Истинное значение корреляционного эффекта на выходе интегратора определяется математическим ожиданием оценки:

$$E(b_l) = b_l M \{ \hat{k}_y(0) \} = b_l M \{ \hat{\sigma}_y^2 \} = b_l \sigma_y^2 \quad (7)$$

и зависит от средней мощности σ_y^2 несущего шумового сигнала $y(t)$. Смена знака для истинного значения (7) синхронно последовательности передаваемых битов $b_l = \pm 1$ свидетельствует о возможности однозначного восстановления передаваемой информации в приемнике. Собственные флуктуации мощности относительно средней мощности σ_y^2 несущего шумового сигнала $y(t)$ ведут к случайному изменению корреляционного эффекта (6) в потоке информационных битов.

Внутрисистемные помехи характеризуются суммой флуктуационных составляющих корреляционных оценок в формуле (6) для несущего сигнала $y(t)$ в виде:

$$\hat{\Psi}_y(b_l, T) = b_l \left[\hat{k}_y(0) - \sigma_y^2 \right] + b_l \hat{k}_y(2T) + 2\hat{k}_y(T) \quad (8)$$

которые зависят от информационной задержки T и значения передаваемого символа $b_l = \pm 1$ в потоке битов. Внутрисистемные помехи (8) определяются собственными флуктуациями мощности $b_l (\hat{\sigma}_y^2(b_l) - \sigma_y^2)$ несущего шумового сигнала в сумме с флуктуациями корреляционных оценок $b_l \hat{k}_y(2T)$ и $2\hat{k}_y(T)$, которые являются малыми величинами при выполнении условия (3). Влияние внутрисистемных помех (8) с ненулевым средним значением приводит к случайному изменению и фиксированному смещению корреляционного эффекта (6) на выходе интегратора в приемнике. Внутрисистемные помехи (6) оказывают маскирующее воздействие на приемник в течение всего сеанса передачи данных как в отсутствие, так и при наличии внешних помех в канале связи.

Четвертое слагаемое $\hat{k}_n(T)$ в соотношении (6) является случайной оценкой для корреляционной функции внешней помехи $n(t)$ со сдвигом $\tau = T$. Полагаем, что аддитивные помехи $n(t)$ согласованы по спектру в той же полосе частот $\Delta f_n \approx \Delta f$, как для несущего шумового сигнала $y(t)$. Для широкополосных помех $n(t)$ с малым временем когерентности $\tau_n \approx 1/\Delta f_n$ относительно задержки T выполняется условие $T \gg \tau_n$ подобное требованию (3) к задержке T для информационной сигнала. В результате усреднения за время длительности каждого бита в корреляционном приемнике происходит эффективное подавление широкополосных помех до низкого уровня боковых выбросов со сдвигом T для оценки корреляционной функции $\hat{k}_n(T)$ внешних помех.

При вычислении корреляционного интеграла (5) следует учитывать мультипликативные оценки со сдвигом $\tau = 0; T; 2T$, которые определяются произведением шумового сигнала $y(t)$ и гауссовой помехи $n(t+\tau)$ при усреднении за конечное время T_b . Мультипликативные оценки являются малыми случайными величинами с нулевым средним значением при условии статистической независимости сигнала $y(t)$ и внешней помехи $n(t)$. Мультипликативные помехи в виде:

$$\hat{\Psi}_{kn}(b_l, T) = b_l \hat{k}_{yn}(0) + 2\hat{k}_{yn}(T) + b_l \hat{k}_{yn}(2T), \quad (9)$$

которые содержатся в правой части выражения (6), могут привести к повышению вероятности битовой ошибки в шумовой системе связи при высокой скорости передачи данных в каналах с сильными внешними помехами.

Внешние $\hat{k}_n$ и внутрисистемные $\hat{\Psi}_y(b_l, T)$ совместно с мультипликативными $\hat{\Psi}_{yn}(b_l, T)$ помехи приводят к возрастанию флуктуаций корреляционного эффекта на выходе приемника по мере увеличения скорости передачи данных $C_b = 1/T_b$.

В процессе восстановления дискретной информации при выборе оптимального порога на выходе интегратора в приемнике, следует учитывать нестационарное смещение корреляционных оценок. При передаче информации на основе противоположных шумовых сигналов, порог может принимать нулевое значение, если информационная задержка во много раз превышает время когерентности как для несущего шумового сигнала, так и для внешней помехи.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты анализа флуктуаций корреляционных оценок могут использоваться для расчета вероятностных характеристик скрытных шумовых систем беспроводной передачи информации с расширением спектра, предназначенных для применения в персональных локальных WPAN сетях микроволнового и терагерцового диапазонов частот.

БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена в рамках государственного задания ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

ЛИТЕРАТУРА

1. B. Sklar, Digital Communications: Fundamentals and Applications, 2nd edition, Prentice-Hall, 2001.
2. К. Феер, Беспроводная цифровая связь: методы модуляции и расширения спектра, Пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000.
3. G. Kolumban, M.P.Kennedy, and L.O. Chua, The role of synchronization in digital communications using chaos-Part III: Performance bounds for correlation receivers // IEEE Trans. Circuits Syst. I, Dec. 2000, vol. 47, no. 12, pp.1673-1683.
4. Ю.В. Гуляев, Р.В. Беляев, В.Я. Кислов, В.В. Колесов и др. Информационные технологии на основе динамического хаоса для передачи, обработки, хранения и защиты информации, // «Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии» (РЭНСИТ), 2018, 10(2), стр. 279-312. DOI: 10.17725/gensit.2018.10.279.
5. В.И. Калинин, В.В. Чапурский, Передача информации на основе шумовых сигналов со спектральной модуляцией // Радиотехника и электроника, 2015, Т. 60, № 10, С. 1025-1035. DOI: 10.7868/S0033849415100046.
6. Л. Е. Назаров, А. С. Зудилин, В. И. Каевицер, И. В. Смольянинов, Алгоритмы формирования и приема OFDM-сигналов на основе манипуляции с минимальным сдвигом частоты // Радиотехника и электроника, 2021, Том 66, № 1, С. 62-68. DOI: 10.31857/s003384942101006x
7. Калинин В.И., Передача информации на основе спектральной интерференции сверхширокополосных шумовых хаотических сигналов // Письма в ЖТФ, 2018, том 44, вып. 24, С. 45-51. DOI: 10.21883/PJTF.2018.24.47029.17301.
8. Дж. Бендат, А. Пирсол, Применения корреляционного и спектрального анализа. – М.: Мир, 1983.
9. В.И. Калинин, О.А. Бышевский-Конопко Флуктуационный анализ при передаче информации на основе спектральной интерференции шумовых хаотических

REFERENCES

1. B. Sklar, Digital Communications: Fundamentals and Applications, 2nd edition, Prentice-Hall, 2001.
2. K. Feher, Wireless Digital Communications: Modulation and Spread Spectrum Applications. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1995.
3. G. Kolumban, M.P.Kennedy, and L.O. Chua, The role of synchronization in digital communications using chaos-Part III: Performance bounds for correlation receivers // IEEE Trans. Circuits Syst. I, Dec. 2000, vol. 47, no. 12, pp.1673-1683.
4. Yu. V Gulyaev, R.V. Belyaev, V.V. Kolesov, Kislov V.Ya., Dinamic-Chaos Information Technologies for Data Transmission, Storage, and Protection // RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. 2018. Vol.10. No.2. P. 279-312. DOI: 10.17725/rensit.2018.10.279.
5. V. I. Kalinin and V. V. Chapurskii, Data Transmission on the Basis of Noise Signals with Spectral Modulation // Journal of Communications Technology and Electronics, 2015, Vol. 60, No. 10, pp. 1072-1082. DOI: 10.1134/S1064226915100046
6. L. E. Nazarov, A. S. Zudilin, V. I. Kaevitser, and I. V. Smolyaninov, Algorithms for the Encoding and Reception of OFDM Signals Based on Manipulation with Minimum Frequency Shift // Journal of Communications Technology and Electronics, 2021, Vol. 66, No. 1, pp. 56–61. DOI: 10.1134/S106422692101006XL.
7. V.I. Kalinin, Wireless Communications Based on the Spectral Interference of Ultrawideband Noise Random Signals, Technical Physics Letters // 2018, Vol. 44, No. 12, pp. 1139–1141. DOI: 10.1134/S1063785018120465
8. Julius S. Bendat, Allan G. Piersol, Engineering Applications of Correlation and Spectral Analysis, Wiley Interscience Publication, New York, 1980.
9. V.I. Kalinin, O.A. Byshevski-Konopko, Fluctuation Analysis of Digital Communications Based on the Spectral Interference of Noise Random Signals // Technical Physics Letters, 2024, Vol. 50, No. 9, pp. 64-66. DOI: 10.61011/TPL.2024.09.59158.19631

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ КОМПЛЕКСНЫХ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХ В КАНАЛАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

В. И. Парфенов, А. А. Калининский

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе рассматриваются два способа вынесения решений в центральном узле относительно оценок неэнергетического параметра излучения объекта исследования, получаемых от распределённых в пространстве датчиков беспроводной сенсорной сети. Получены зависимости дисперсий оценок измеряемого параметра от отношения сигнал/шум, числа разрядов, отводимых для представления оценки, и числа сенсоров в предположении, что оценки описываются нормальным законом распределения. Предполагается, что аномальные ошибки отсутствуют, однако учитываются шумы в каналах связи между объектом исследования и сенсорами, а также между сенсорами и центральным узлом. На основе этих данных даны рекомендации по возможному их практическому использованию, а также очерчено дальнейшее направление развития исследований.

Ключевые слова: беспроводная сенсорная сеть, комплексная оценка параметров, квантование, функция правдоподобия.

COMPARATIVE ANALYSIS OF COMPREHENSIVE PARAMETERS ESTIMATION ALGORITHMS WITH INTERFERENCE IN THE INFORMATION TRANSMISSION CHANNELS

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 at the fusion center regarding estimates of non-energy radiation parameters from research object, 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 «object-sensors» channels and «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

Для сбора информации из окружающей среды уже давно начали использовать различного рода сенсоры. Несложное устройство, обычно состоящее из непосредственно датчика, считывающего информацию из окружающей среды, микроконтроллера, выносящего оценку касательно значения параметра источника сигнала, на который реагирует данный датчик, приёмопередающего устройства и источника питания, позволяет упростить решение множества повседневных задач. Например, датчик температуры контролирует нагрев чайника, датчики света регулируют освещение в домах и на улицах, сейсмические позволяют отслеживать потенциально возможные землетрясения или цунами и так далее. Но использование одного сенсора практически всегда сопровождается большими погрешностями, ошибками при обнаружении, а также

потенциальными неисправностями, сказывающимися на точности получаемых данных. Поэтому всё чаще стараются использовать некий набор сенсоров (или сеть), а ввиду удобства развёртывания и поддержания работоспособности эти сети стараются делать беспроводными [1, 2]. Естественно, последнее влечёт за собой проблемы дополнительного характера, в том числе, связанные с неидеальностью используемых каналов передачи информации. Чтобы минимизировать это негативное влияние, применяют методику с использованием промежуточной точки, куда приходят данные от всех сенсоров и где выносится решение об итоговом значении параметра, принимаемым за окончательную оценку. Такую точку называют центральным узлом (ЦУ); обычно она представляется базовой станцией и может быть разных видов. Не всегда в ЦУ происходит первичная обработка информации, иногда он может выступать чем-то вроде маршрутизатора между сенсорами и непосредственно центром сбора данных, но в данной статье был рассмотрен первый тип ЦУ.

В работе решалась задача следующего рода. Представим себе объект наблюдения, испускающий либо переотражающий излучение. В пространстве на некотором расстоянии от этого объекта располагается ряд сенсоров с целью фиксации данного излучения. Сигнал от объекта представляет собой известную функцию времени, кроме того он зависит от некоторого параметра, неизвестного наблюдателям, примером которого может служить, например, частота излучения. В каждый сенсор встроен датчик и передающее устройство, позволяющее передавать собранную информацию в центральный узел. В общем случае каналы между источником излучения и сенсорами и каналы между сенсорами и ЦУ – неидеальные и обладают каждый своей импульсной характеристикой. Для вынесения конечного решения в ЦУ при данных условиях необходимо использовать специально спроектированные алгоритмы. Два таких алгоритма вынесения комплексного решения относительно оценки неизвестного параметра от объекта излучения и были рассмотрены в данной работе, а также проведено сравнение эффективностей их 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 $\hat{\ell}_i$, 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 $\Theta_{\min}$ и $\Theta_{\max}$ – соответственно минимальное и максимальное возможные значения, принимаемые оценкой.

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: $(\ell^{(1)}, \ell^{(2)}, \dots, \ell^{(m)})$.

В отличие от [3], будем считать, что сигналы, передаваемые от сенсоров в ЦУ, приходят в ЦУ искаженными за счет имеющихся в каналах связи помех. По принятым данным в ЦУ будет определен вектор оценок $(\vartheta_1, \vartheta_2, \dots, \vartheta_K)$, члены которого не обязательно будут совпадать со значениями, выносимыми непосредственно самими

сенсорами: $(\ell^{(m_1)}, \ell^{(m_2)}, \dots, \ell^{(m_k)})$. Здесь m_k – номер определенного в ЦУ значения параметра по сигналу, принятому от k -го сенсора ($k = \overline{1, K}$). Таким образом, например, $\ell^{(m_1)}$ – значение (квантованная оценка неизвестного параметра θ), которое ЦУ определил, обработав сигнал от первого сенсора.

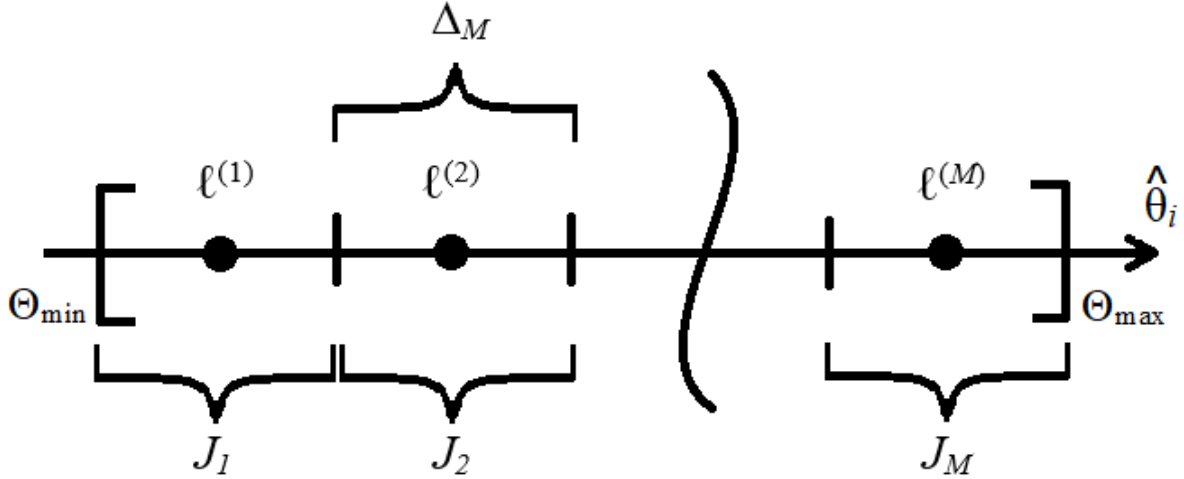


Рис. 1. Разбиение априорного интервала возможных значений оценки $\hat{\theta}_i$ на равные подынтервалы J_m

Аналогично [3] можно предложить одно из следующих двух оптимальных правил вынесения решения:

- А) Введем в рассмотрение M гипотез [4] H_m ($m = \overline{1, M}$). Гипотеза H_j означает, что истинное значение параметра излучения от объекта располагается в области J_j ($j = \overline{1, M}$). В этом случае задача синтеза оптимального решающего правила сводится к задаче сравнения этих M гипотез для K случаев.
- В) Найдем оптимальную оценку Θ_Σ , используя $K \cdot M$ 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 $J_1, \dots, J_M$, изображенные 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

$$\Lambda = \prod_{k=1}^K \sum_{i=1}^M P(\vartheta_k = \ell^{(m_k)} | \hat{\ell}_k = \ell^{(i)}; \theta) \cdot P(\hat{\ell}_k = \ell^{(i)} | \theta), \quad (1)$$

где $P(A|B)$ – это условная вероятность события A , при условии, что событие B уже произошло. Первый множитель в выражении (1) представляет собой вероятность ошибки, которая может произойти в канале связи « k -й сенсор – ЦУ». Эту вероятность можно определить через так называемое расстояние по Хэммингу. Тогда порядок дальнейших действий для двух подходов, изложенных выше, принимает вид:

- А) Находим M значений функции правдоподобия для разных $\theta = \ell^{(j)}$:

$$\Lambda_j = \prod_{k=1}^K \sum_{i=1}^M P(\vartheta_k = \ell^{(m_k)} | \hat{\ell}_k = \ell^{(i)}; \theta) \cdot P(\hat{\ell}_k = \ell^{(i)} | \theta). \quad (2)$$

В результате оценка параметра θ (которую обозначим $\hat{\theta}_A$) будет находиться, как такое значение $\ell^{(m_i)}$ с номером n , при котором $\Lambda_n \geq \Lambda_j (j \neq n, j = \overline{1, M})$.

В) Строим ФП как функцию от θ :

$$L(\theta) = \prod_{k=1}^K \sum_{i=1}^M P(\vartheta_k = \ell^{(m_k)} | \hat{\ell}_k = \ell^{(i)}; \theta) \cdot P(\hat{\ell}_k = \ell^{(i)} | \theta). \quad (3)$$

Тогда оценка параметра для второго способа $\hat{\theta}_B$ будет равна такому значению θ , при котором $L(\theta)$ будет принимать максимальное значение.

Найдём вероятность $P(\hat{\ell}_k = \ell^{(i)} | \theta)$. В соответствии с [5-6], полагая, что производится оценка неэнергетического параметра с учетом лишь «нормальных» ошибок, получаем

$$\begin{aligned} P(\hat{\ell}_k = \ell^{(i)} | \theta) &= P(\hat{\theta}_k \in J_m | \theta) \equiv \rho_k^{(m)}(\theta) = \\ &= \int_{(J_m)} \frac{1}{\sqrt{2\pi D_{\hat{\theta}_k}}} e^{-\frac{(\hat{\theta}_k - \theta)^2}{2D_{\hat{\theta}_k}}} d\hat{\theta}_k = \\ &= \begin{cases} \chi_k^{(1)}(\theta), m=1, \\ \chi_k^{(m)}(\theta) - \chi_k^{(m-1)}(\theta), m \in [2; M-1], \\ 1 - \chi_k^{(M)}(\theta), m=M, \end{cases} \end{aligned}$$

где $\chi_k^{(m)} = \Phi\left(\frac{\Theta_{\min} - \theta + \Delta_M}{\sqrt{D_{\hat{\theta}_k}}}\right)$, причем $\Phi(\cdot)$ – интеграл вероятностей [7], $D_{\hat{\theta}_k}$ – дисперсия

оценки неизвестного параметра, выносимого k -м сенсором. Действительно, как известно [5, 6], в рассматриваемых условиях оценка описывается гауссовским законом распределения.

Таким образом, при использовании варианта А требуется находить $K \cdot M$ значений Λ_j (2) и определять среди них максимальное. При использовании варианта В необходимо строить функцию $L(\theta)$ (3) 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 представленных выше комплексных алгоритмов оценки осуществим аналогично методике, представленной в работе [3]. Положим, что объект излучает сигнал в виде «колокольного импульса», описываемого моделью: $s(t, \theta_0) = A \exp\left(-\frac{(t - \theta_0)^2}{\tau^2}\right)$, где A – амплитудный множитель, τ – параметр, характеризующий ширину спектра такого сигнала, а также его длительность, θ_0 – истинное значение оцениваемого параметра (в рассматриваемом примере, очевидно, под неизвестным параметром понимается время прихода сигнала). Данный сигнал поступает на вход каждого датчика совместно с белым гауссовским шумом.

Считаем, что в каждом сенсоре реализуется один и тот же алгоритм оценки неизвестного параметра. Например, будем считать, что оценка находится с помощью метода максимального правдоподобия. Тогда дисперсия оценки параметра θ будет описываться известной формулой вида [5]

$$D_\theta = (z^2 S''|_{\theta_0})^{-1},$$

где z – отношение сигнал/шум (ОСШ), $S''|_{\theta_0}$ – двукратная производная от сигнальной функции, вычисленная в точке истинного значения оцениваемого параметра θ_0 . При этом

ещё раз подчеркнем, что выносимые сенсорами оценки являются «нормальными», т.е. не выходящими за пределы длительности сигнальной функции [7].

Сравнительный анализ эффективностей комплексных оценок рассмотренных выше двух алгоритмов выполнялся посредством компьютерного моделирования для совокупности параметров z , m и K . Эти параметры имеют следующий смысл: z – ОСШ, K – количество сенсоров в беспроводной сенсорной сети, m – число разрядов представления оценок, выносимых индивидуально каждым сенсором, причём количество уровней квантования оцениваемого параметра $M = 2^m$.

На рисунках 2-4 представлены зависимости дисперсии оценки алгоритмов А и В (DA и DB соответственно) от z , m и K для случая отсутствия помех в канале связи между сенсорами и ЦУ ($p_bit = 0$) и случая наличия умеренных помех ($p_bit = 0.3$). Отметим, что рассеяние оценки параметра ввиду практически нулевого смещения можно считать равным дисперсии. Расчёты приведены для числа реализаций 10^4 . На рисунке 2 отображены зависимости дисперсии оценок от ОСШ z при условии неизменности числа сенсоров в сети $K=5$ и числа разрядов $m=4$. На рисунке 3 отображены зависимости дисперсии оценок от числа разрядов m при условии неизменности числа сенсоров в сети $K=5$ и значения ОСШ $z=5$. На рисунке 4 отображены зависимости дисперсии оценок от числа сенсоров в сети K при условии неизменности числа разрядов $m=4$ и значения ОСШ $z=5$. На этих рисунках сплошными линиями показаны соответствующие зависимости при $p_bit = 0.3$, а штриховыми – при $p_bit = 0$. Кроме того, красным цветом показаны результаты для алгоритма А, а синим – для алгоритма В.

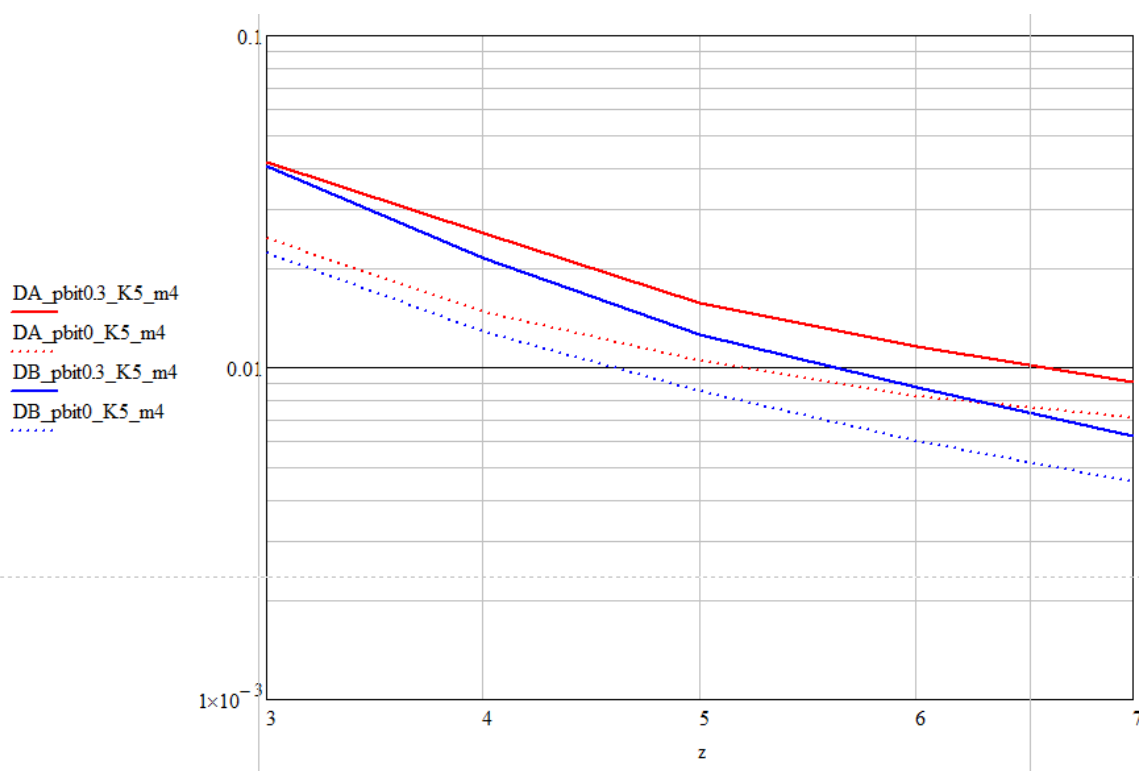


Рис. 2. Зависимость дисперсии комплексной оценки для двух алгоритмов для вероятности битовой ошибки, равной 0 и 0.3, от ОСШ

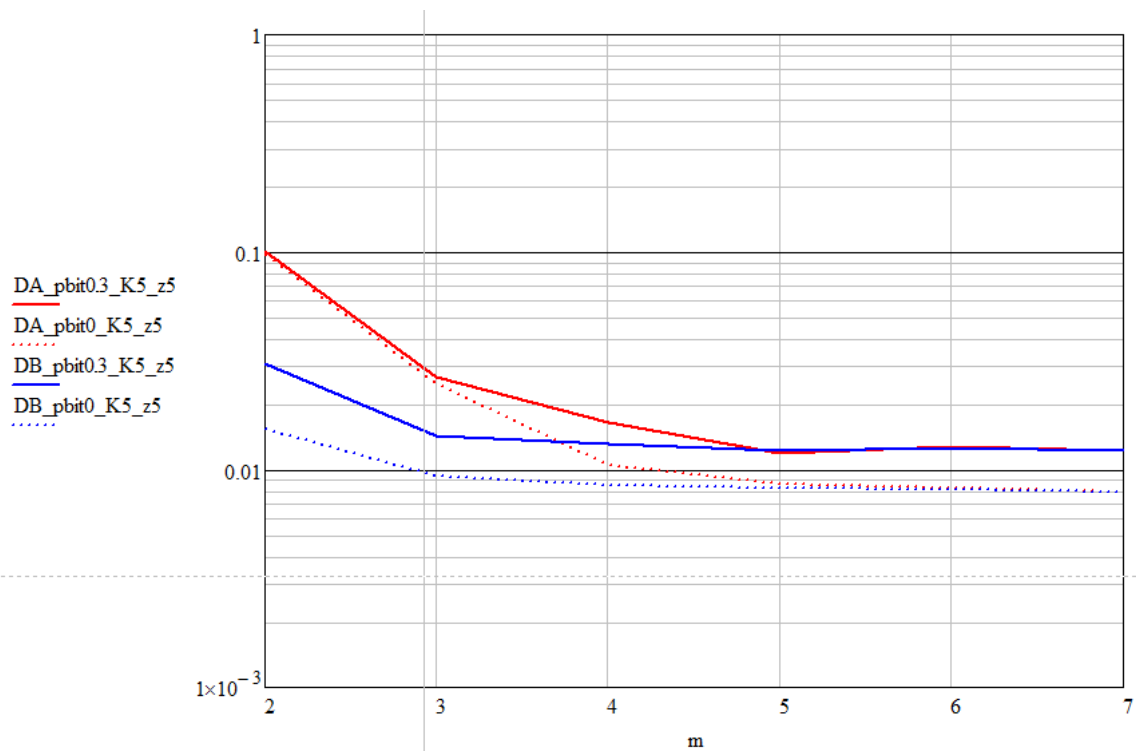


Рис. 3. Зависимость дисперсии комплексной оценки для двух алгоритмов для вероятности битовой ошибки, равной 0 и 0.3, от числа разрядов

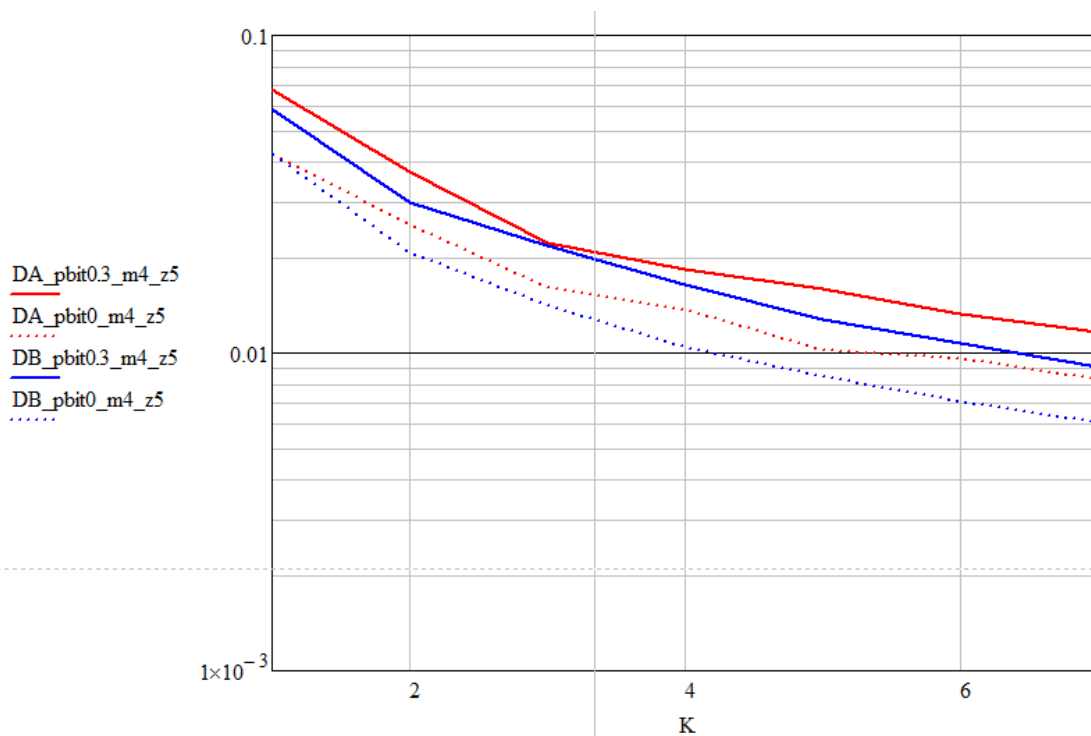


Рис. 4. Зависимость дисперсии комплексной оценки для двух алгоритмов для вероятности битовой ошибки, равной 0 и 0.3, от количества сенсоров в сети

На основе полученных зависимостей можно сделать ряд выводов. Из каждого из рисунков следует, что для случая «нормальных» ошибок наличие помех в канале связи узел-ЦУ оказывает строго негативное влияние на дисперсию оценки, увеличивая её

значение. Причём при любых рассмотренных параметрах оказывается, что $DB < DA$, где DA – дисперсия оценки неизвестного параметра, выносимая первым алгоритмом, DB – вторым алгоритмом. Следовательно, алгоритм В обладает большей точностью оценивания по сравнению с алгоритмом А. С ростом ОСШ z , как и следовало ожидать, дисперсия оценок уменьшается (см. рисунок 2). При увеличении же числа разрядов m можно наблюдать, что зависимость стремится к определённой постоянной величине, приблизительно равной 0.008 для случая $p_bit = 0$ и 0.012 для $p_bit = 0.3$, что отражено на рисунке под номером 3. Следовательно, эффективности оценок обоих рассматриваемых алгоритмов становятся практически одинаковыми при больших значениях параметра m . Таким образом, существует некоторое предельное значение параметра m (разное для разных значений параметров z и K), превышать которое нет необходимости, т.к. это не приведет к повышению точности комплексной оценки. Например, для рассматриваемых условий это предельное значение порядка 4-5. Результаты зависимости дисперсии оценки от числа сенсоров в сети K , представленные на рисунке 4, также подтверждают логичность и обоснованность приведённых выше утверждений. Кроме того, эти результаты показывают на еще один способ повышения точности оценивания: это увеличение количества используемых сенсоров.

Таким образом, приведенные результаты позволяют выбирать параметры m , K и z таким образом, чтобы обеспечить требуемую эффективность комплексной оценки неизвестного параметра. В дальнейшем предполагается рассмотреть комплексную оценку неизвестного параметра при наличии помех в канале связи узел-ЦУ и при наличии аномальных ошибок оценки.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Беспроводные сенсорные сети, несомненно, крайне важный и полезный инструмент, позволяющий человеку облегчить контроль за состоянием различного рода объектов и сред. Однако в реальных условиях на результат работы таких сетей неизбежно будут оказывать влияние различные факторы окружающей среды: побочные излучения в канале связи, намеренные искусственные или непреднамеренные природные помехи, погодные явления, технические неисправности – все они в той или иной степени воздействуют на датчики. Частично нивелировать эти проблемы помогает подход, основанный на комплексной обработке информации относительно значения оцениваемого параметра источника излучения в общем узле, обычно называемым «центральный».

В общем случае условия функционирования беспроводных сенсорных сетей таковы, что необходимо учитывать наличие помех не только в каналах «объект – сенсор», но и в каналах «сенсор – ЦУ», причем эти искажения различаются по степени и характеру стороннего воздействия. Считать канал связи «сенсор – ЦУ» приближённо идеальным (как, например, при проводной организации связи) не представляется возможным. Поэтому необходимо моделировать подобные ситуации и модернизировать алгоритмы вынесения решений, адаптируя их под состояние сетевого канала, что частично и было выполнено в данной работе. Как показали результаты вычислений, точность оценки параметра плавно уменьшается с ростом вероятности ошибки на бит.

ЛИТЕРАТУРА

1. Jamshed M. A. Challenges, applications, and future of wireless sensors in Internet of Things: A review / Jamshed M. A., Ali K., Abbasi Q. H., Imran M. A., Ur-Rehman M. // IEEE Sensors Journal, 2022, T. 22, №. 6. – Pp. 5482-5494.
2. Singh P. K., Kaur J. A Review of Routing Techniques for Different Applications in Wireless Sensor Network // IEEE, 2022. – Pp. 174-179.

3. Парфенов В. И., Калининский А. А. Сравнительный анализ комплексных алгоритмов оценивания параметров // Радиолокация, навигация, связь, 2024, Т. 1. – С. 276-285.
4. Feder M., Merhav N. Universal composite hypothesis testing: a competitive minimax approach // IEEE Transactions on Information Theory, 2002, Vol. 48(6). – Pp. 1504-1517.
5. Трифонов А. П., Шинаков Ю. С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. М.: Радио и связь, 1986. – 264 с.
6. Zhy W., Zhy H. Joint detection and parameter estimation under unknown prior probability // Proceedings of the 40-th Chinese Control Conference, 2021. – Pp. 3036-3041.
7. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. Радио, 1978. – 296 с.

REFERENCES

1. Jamshed M. A. Challenges, applications, and future of wireless sensors in Internet of Things: A review / Jamshed M. A., Ali K., Abbasi Q. H., Imran M. A., Ur-Rehman M. // IEEE Sensors Journal, 2022, T. 22, №. 6. – С. 5482-5494.
2. Singh P. K., Kaur J. A Review of Routing Techniques for Different Applications in Wireless Sensor Network // IEEE, 2022. – Pp. 174-179.
3. Parfenov V. I., Kalininskii A. A. Comprehensive estimation of signal parameters without noise in the communication channel // Radiolocation, navigation, communication, 2024, T. 1. – Pp. 276-285.
4. Feder, M., Merhav, N. Universal composite hypothesis testing: a competitive minimax approach // IEEE Transactions on Information Theory, 2002, Vol. 48(6). – Pp. 1504-1517.
5. Trifonov A. P., Shinakov YU. S. Complex signal discrimination and assessing their parameters in the presence of interference. M.: Radio and communication, 1982. – 264 p.
6. Zhy W., Zhy H. Joint detection and parameter estimation under unknown prior probability // Proceedings of the 40-th Chinese Control Conference, 2021. – Pp. 3036-3041.
7. Kulikov, E.I., Trifonov, A.P. Estimation of signal parameters against a background of interference. M.: Sov. Radio, 1978. – 296 p.

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ КОМПЛЕКСНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ

В. И. Парфенов, Буй Чонг Тиен

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Выполнен статистический синтез и анализ алгоритма комплексного обнаружения целей, выносящего решения о наличии или отсутствии объекта наблюдения с использованием пространственно-распределенных датчиков беспроводных сенсорных сетей. Синтез решающего правила основывался на многошаговой процедуре, называемой последовательной. Показано, как эффективность такого алгоритма зависит от условий функционирования сети, в частности, от отношения сигнал/шум в каналах «объект-сенсор» и «сенсор-центральный узел», а также от координат объекта.

Ключевые слова: беспроводные сенсорные сети; оптимальный алгоритм; канал радиосвязи; вероятности ошибок; последовательное обнаружение

SEQUENTIAL ALGORITHM OF INTEGRATED DETECTION OF OBJECTS IN WIRELESS SENSOR NETWORKS

V. I. Parfenov, Bui Trong Tien

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. Statistical synthesis and analysis of the complex of integrated detection of goals that make a solution on the presence or absence of an object of observation using spatial-distributed sensors of wireless sensor networks have been performed. The synthesis of the decisive rule was based on a multi-step procedure called sequential. It is shown how the effectiveness of such an algorithm depends on the conditions of the network functioning, in particular, on the signal/noise ratio in the “object-sensor” and “sensor-fusion center” channels, as well as from the coordinates of the object

Keywords: wireless sensor networks; optimal algorithm; radio communication channel; errors' probability; sequential detection

1. ВВЕДЕНИЕ

Беспроводные сенсорные сети (БСС) обладают достаточно важными свойствами, такими, как гибкость, мобильность, экономическая эффективность и пр. Все это способствует расширению области применения таких сетей. Действительно, их начинают активно применять не только в военных приложениях, но и в гражданских областях, особенно связанных с мониторингом окружающей среды [1-5]. Одной из важнейших задач в таких сетях является задача обнаружения нежелательных объектов или явлений (в дальнейшем, просто целей) [6] при охране некоторых комплексов. Наибольшее количество информации об объекте, очевидно, мы сможем извлечь и эффективно использовать для решения поставленной задачи, если каждый сенсор БСС всю информацию будет передавать непосредственно в центральный узел (ЦУ), в котором будет выноситься окончательное решение о наличии или отсутствии проникновения на охраняемый объект с помощью некоторых алгоритмов. Передача всей информации от сенсоров в ЦУ представляется невозможной вследствие наличия существенных, в основном, энергетических ограничений, характерных для БСС. В связи с этим используют подход, основанный на вынесении решений о наличии или отсутствии

объекта проникновения непосредственно самими сенсорами и отправке в ЦУ лишь этих вынесенных сенсорами решений. В этом случае в ЦУ должны применяться алгоритмы комплексного обнаружения. Следует также отметить, что в реальных, особенно военных, условиях зачастую требуется быстрая реакция о проникновении на охраняемый объект. Для достижения данной цели целесообразно выполнять последовательный опрос сенсоров и выносить решение на каждом таком шаге, как это происходит в классических последовательных правилах вынесения решения. Предположим, что в сети максимальное количество сенсоров равно K . Тогда, если ЦУ на каком-то N -м шаге (при принятии информации от $N < K$ сенсоров) вынесет решение о наличии или отсутствии проникновения, то процесс обнаружения останавливается. В противном случае, если данных недостаточно для вынесения общего решения, то принимается информация от следующего сенсора и происходит новая попытка вынесения решения. Данный подход основан на идеях, использованных в алгоритмах последовательного обнаружения Вальда [7]. Учитывая, что количество сенсоров в сети ограничено, необходимо применять так называемый усеченный последовательный алгоритм. Следовательно, необходимо разработать алгоритмы комплексного обнаружения целей в таких сетях и исследовать их эффективность. Очевидно, такие алгоритмы будут выносить решения, в среднем за меньшее количество шагов, чем классические непоследовательные. Все это свидетельствует об актуальности данной темы исследования.

2. СИНТЕЗ И АНАЛИЗ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО 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 в ЦУ по радиоканалу (см. рисунок 1). Далее ЦУ принимает поочередно информацию сначала от первого сенсора и сразу пытается вынести решение о наличии или отсутствии объекта. Если в ЦУ выносится решение о наличии или отсутствии проникновения, то процесс обнаружения останавливается. В противном случае, если этих данных недостаточно для вынесения общего решения, то принимается информация от второго сенсора и выносится решение на основе уже двух имеющихся данных (от первого и второго сенсоров). Данный процесс продолжается, пока ЦУ на каком-либо шаге не вынесет решения о наличии или отсутствии объекта. Если же определенного решения ЦУ не смог вынести, даже приняв информацию от последнего K -го сенсора, то окончательное решение будет выноситься только по этим данным классическим образом. На рисунке 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 сенсорам; 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 на каждом шаге вынесения решения, а также алгоритма, используемого в случае, когда вынесение решения осуществляется непосредственно уже на последнем шаге (после приема информации от последнего сенсора). Вторая задача

заключается в нахождении характеристик эффективности обнаружения при использовании такого подхода. Необходимо при этом учитывать, что 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 от сенсора до центрального сенсора. Поэтому комплексирование должно осуществляться с учетом всех этих возможных ошибок.

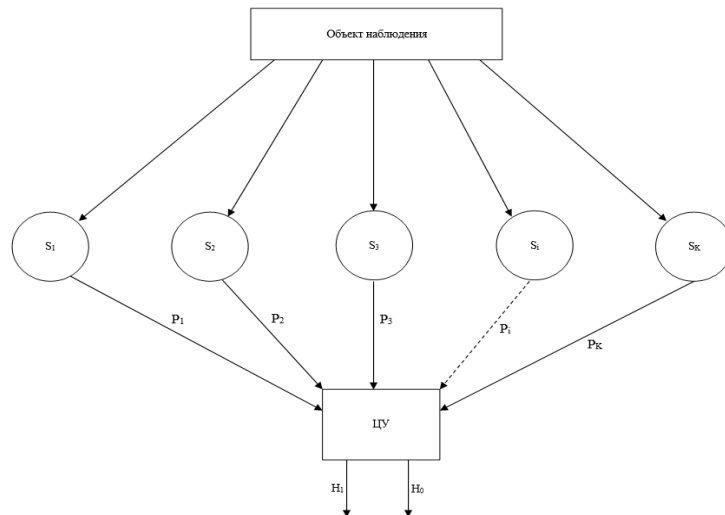


Рис. 1. Структурная схема обработки информации в беспроводных сенсорных сетях

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 ошибки первого рода, $\beta_i = P[u_i = -1 | H_1]$ – вероятность ошибки второго рода i -м сенсором ($i = 1, \dots, K$). Отдельный сенсор выносит либо решение $u_i = 1$, либо $u_i = -1$ и передает его в ЦУ с вероятностью ошибки при передаче по радиоканалу P_i . 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:

$$\begin{aligned} P(U_i = 1 | H_1) &= (1 - \beta_i) \cdot (1 - P_i) + \beta_i \cdot P_i, P(U_i = 1 | H_0) = \alpha_i \cdot (1 - P_i) + (1 - \alpha_i) \cdot P_i, \\ P(U_i = -1 | H_1) &= \beta_i (1 - P_i) + (1 - \beta_i) P_i, P(U_i = -1 | H_0) = \alpha_i P_i + (1 - \alpha_i)(1 - P_i). \end{aligned} \quad (1)$$

В (1) P_i – вероятность ошибки в канале при передаче от i -го сенсора к ЦУ. Для определенности будем считать, что информация от сенсора к ЦУ 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 ЦУ.

Введем в рассмотрение следующие обозначения:

$$\begin{aligned}\varphi_i^{(1)} &= P[U_i = 1 | H_1], 1 - \varphi_i^{(1)} = P[U_i = -1 | H_1], \\ \varphi_i^{(0)} &= P[U_i = 1 | H_0], 1 - \varphi_i^{(0)} = P[U_i = -1 | H_0].\end{aligned}\quad (2)$$

Все алгоритмы вынесения решения будем основывать на нахождении отношения правдоподобия (ОП) [10]. Так для N -го шага (т.е. при использовании N сенсоров для вынесения решения) ОП можно записать в следующем виде:

$$\Lambda_N = \frac{\prod_{i=1}^N p(U_i | H_1)}{\prod_{i=1}^N p(U_i | H_0)}.\quad (3)$$

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 выражение для логарифма отношения правдоподобия запишется в виде

$$\begin{aligned}M_N = \ln \Lambda_N &= \sum_{i \in I_1} \ln \left(\frac{P[U_i = 1 | H_1]}{P[U_i = 1 | H_0]} \right) + \sum_{i \in I_0} \ln \left(\frac{P[U_i = -1 | H_1]}{P[U_i = -1 | H_0]} \right) = \\ &= \sum_{i=1}^N C_i \cdot U_i = \sum_{i=1}^N X_i,\end{aligned}\quad (4)$$

$$\text{где } C_i = \begin{cases} C1_i = \ln(\varphi_i^{(1)} / \varphi_i^{(0)}), U_i = 1, \\ C2_i = \ln((1 - \varphi_i^{(0)}) / (1 - \varphi_i^{(1)})), U_i = -1. \end{cases}$$

Вначале процесса обнаружения по принятым данным от первого сенсора рассчитываем логарифм отношения правдоподобия M_1 по формуле (4) и сравниваем M_1 с порогами h_1 и h_2 . Причем эти пороги выбирались по известным классическим правилам

так: $h_1 = \ln \left(\frac{B_\Sigma}{1 - A_\Sigma} \right)$, $h_2 = \ln \left(\frac{1 - B_\Sigma}{A_\Sigma} \right)$. Вероятности ошибок первого A_Σ и второго рода B_Σ

выбирались равными соответствующим вероятностям, которые бы наблюдались при использовании классического алгоритма обнаружения, использующего информацию от всех K сенсоров. Далее, если $M_1 > h_2$, то выносится окончательное решение в пользу гипотезы H_1 , а, если $M_1 < h_1$, то решение выносится в пользу H_0 . Следовательно, при выполнении одного из этих условий процесс заканчивается сразу на этом шаге и выносится общее решение. В случае, если $h_1 < M_1 < h_2$, в ЦУ не выносится окончательного решения, а принимается информация от второго сенсора и находится логарифм отношения правдоподобия M_2 . Опять эта величина сравнивается с порогами h_1 и h_2 . Дальнейшая процедура повторяется снова и снова. Таким образом, данная процедура сравнения ОП на каждом шаге с порогами h_1 и h_2 будет повторяться до тех пор, пока на каком-то N -м шаге не выполнится одно из условий: либо $M_N < h_1$, либо $M_N > h_2$. Тогда процедура вынесения решения останавливается. Если же даже на последнем K -м шаге остановки процедуры не происходит, то окончательное решение выносится следующим образом. Вычисляется значение M_K , а также выбирается некоторый порог H . Если $M_K > H$, то решение выносится в пользу H_1 , в противном случае решение выносится в пользу H_0 . Сам порог H выбирается в соответствии с критерием минимума вероятности полной ошибки $P_{\Sigma \min} = \min(A_\Sigma + B_\Sigma) / 2$, где, как и

ранее, A_{Σ} и B_{Σ} – вероятности ошибок первого и второго рода всей системы соответственно [10]. Формулы для этих вероятностей могут быть найдены аналогично [11-13].

3. ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСНОГО АЛГОРИТМА

Эффективность обнаружения синтезированного последовательного алгоритма осуществлялась с помощью компьютерного моделирования. В результате, была найдена оценка вероятности полной ошибки для всей системы P_e , а также оценка среднего числа используемых при вынесении окончательного решения сенсоров K_{sr} . При моделировании полагалось выполнение следующих условий. Максимально возможное количество сенсоров в сети $K=10$. Предполагалось, что сенсоры размещены вдоль прямой линии длительности 40 (безразмерная нормированная величина), координаты цели $(x_0; y_0)$ варьировались, координаты ЦУ $(x_{\Sigma 0}; y_{\Sigma 0})$ считались известными. Характеристики эффективности самих сенсоров предполагались известными. Так вероятность ошибки первого рода считалась постоянной и равной $\alpha = 0.05$. Вероятность ошибки второго рода, зависящая от расстояния до цели, вычислялась по известной формуле [13]. Параметры, необходимые для вычисления вероятностей ошибок в каналах «сенсор – ЦУ», выбирались следующими: $z_0 = 20, \varepsilon = 0.5, \gamma = 2$.

На рисунке 2 показана зависимость $K_{sr}(x_0)$ при разных значениях ОСШ в канале «объект – сенсор» Z_0 .

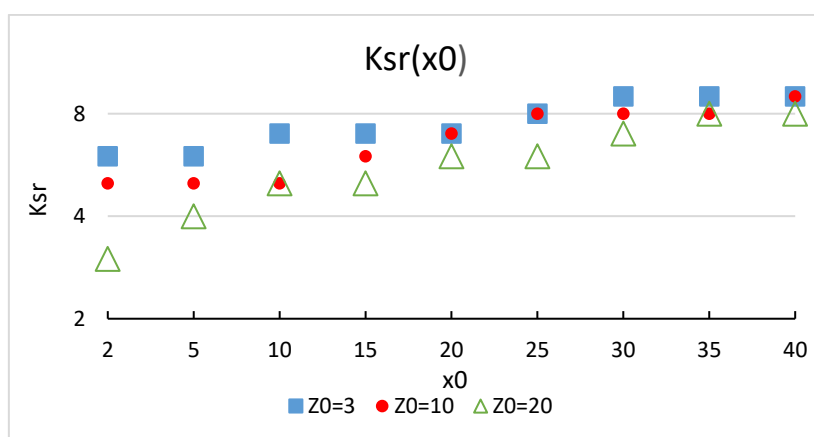


Рис 2. Зависимость среднего числа используемых сенсоров K_{sr} от координаты цели при разных значениях ОСШ в канале «объект – сенсор» Z_0

Из приведенных результатов можно сделать следующие выводы. Первый из них достаточно очевиден: чем больше ОСШ, тем меньшее среднее количество сенсоров используется при последовательной процедуре вынесения решения. Кроме того, оказывается, что показатель «среднее количество сенсоров» может использоваться для предварительной (приблизительной) оценки координат объекта наблюдения. Действительно, чем ближе располагается объект к началу координат, тем меньшее среднее количество сенсоров необходимо использовать для вынесения решения. Чем дальше располагается объект от начала координат, тем большее количество сенсоров приходится использовать для этой цели.

Далее было исследовано влияние вероятности полной ошибки всей системы P_e от ОСШ Z_0 при различных координатах объекта (см. рисунок 3). Анализ приведенного

рисунка свидетельствует о следующем. Эффективность обнаружения, как и следовало ожидать повышается с увеличением ОСШ. Учтем, что ЦУ по оси абсцисс располагается посередине линейки сенсоров (эта координата в рассматриваемых условиях $x_0=20$). Как следует из приведенного рисунка, в этом случае вероятность полной ошибки минимальна в отличие от других местоположений объекта наблюдения.

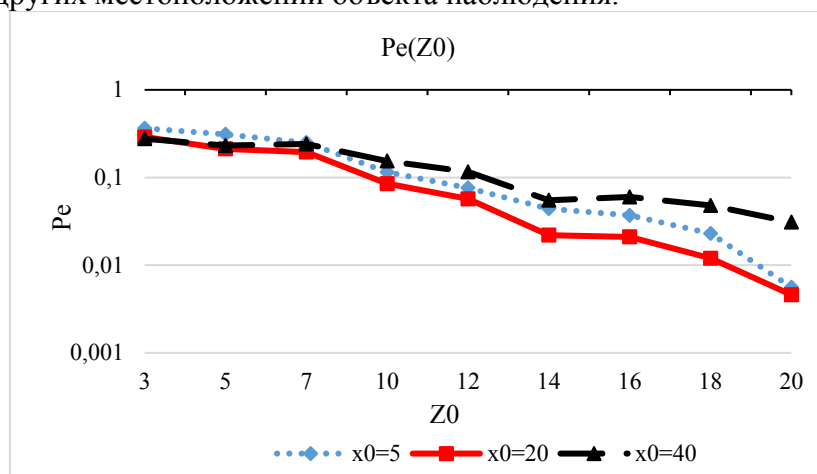


Рис 3. Зависимость вероятности полной ошибки всей системы от ОСШ в канале «объект – сенсор» Z_0 при разных значениях координаты объекта x_0

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе был выполнен статистический синтез и анализ алгоритма последовательного обнаружения объекта излучения в беспроводной сенсорной сети на основе алгоритма последовательного обнаружения Вальда, содержащей некоторое количество измерительных сенсоров, и центрального узла, осуществляющего вынесение окончательного решения о наличии или отсутствии проникновения на охраняемый объект. Приведенные результаты исследования эффективности обнаружения синтезированным алгоритмом позволяют сделать обоснованный выбор параметров сети для достижения наилучшей эффективности обнаружения. В дальнейшем целесообразно было бы рассмотреть алгоритм последовательного вынесения решения при выборе переменных порогов.

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. Kulikov, A.L., Ilyushin, P.V., Loskutov, A.A. et al. The Wald Sequential Analysis Procedure as a Means of Guaranteeing a High Automatic Under-Frequency Load-Shedding Response Rate at Deviations of Unified Power Quality Indices. Power Technol Eng. 55, 467–475 (2021). <https://doi.org/10.1007/s10749-021-01383-3>

8. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом « Вильямс», 2003. – 1104 с.
9. Прокис Д. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
10. Sadasivan J, Mukherjee S, Seelamantula CS. Signal denoising using the minimum-probability-of-error criterion. APSIPA Transactions on Signal and Information Processing. 2020;9:e3. doi: <https://doi.org/10.1017/ATSIP.2019.27>
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.
13. Парфенов В.И. Ле В.Д. Беспроводные сенсорные сети. Принципы комплексирования информации от сенсоров при обнаружении объекта излучения. – Москва, Вологда: Инфра-Инженерия, 2025. – 104с.

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. Kulikov, A.L., Ilyushin, P.V., Loskutov, A.A. et al. The Wald Sequential Analysis Procedure as a Means of Guaranteeing a High Automatic Under-Frequency Load-Shedding Response Rate at Deviations of Unified Power Quality Indices. Power Technol Eng 55, 467–475 (2021). <https://doi.org/10.1007/s10749-021-01383-3>
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. Sadasivan J, Mukherjee S, Seelamantula CS. Signal denoising using the minimum-probability-of-error criterion. APSIPA Transactions on Signal and Information Processing. 2020; 9:e3. doi: <https://doi.org/10.1017/ATSIP.2019.27>
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. Parfenov V.I., Le V.D. Wireless sensor networks. Principles of information complexing from sensors when detecting an object of radiation. – Moscow, Vologda: Infra Engineering, 2025. – 104 p.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ УМНОЖИТЕЛЕЙ ПО ПРОИЗВОЛЬНОМУ МОДУЛЮ ПРИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ В ИОТ УСТРОЙСТВАХ

В.И. Петренко, М.В. Небесская

Северо-Кавказский федеральный университет (СКФУ), Ставрополь, Россия

Аннотация. В докладе рассмотрены вопросы оптимизации умножителей по произвольному модулю для цифровой обработки сигналов в IoT-устройствах. Предложенный подход позволяет снизить аппаратные затраты и энергопотребление за счёт последовательного выполнения операций умножения с одновременным приведением промежуточных результатов по модулю. Это достигается благодаря использованию регистров сдвига, накапливающих сумматоров и специальных схем умножения на два по модулю. Результаты сравнительного анализа показывают значительное уменьшение объёма оборудования и энергопотребления по сравнению с традиционными методами, что делает этот метод перспективным для энергоэффективных систем. Увеличение времени вычислений компенсируется снижением энергопотребления и аппаратных затрат, что особенно важно для IoT-устройств.

Ключевые слова: умножитель по модулю, цифровая обработка сигналов, Интернет вещей, энергоэффективность, аппаратные затраты, FIR-фильтр, оптимизация вычислений.

THE USE OF MULTIPLIERS ACCORDING TO AN ARBITRARY MODULE IN DIGITAL SIGNAL PROCESSING IN IOT DEVICES

V.I. Petrenko, M.V. Nebesskaya

North Caucasus Federal University (NCFU), Stavropol, Russia

Abstract. The report presents an optimization of arbitrary modulus multipliers for digital signal processing in IoT devices. The proposed approach reduces hardware costs and energy consumption by sequentially performing multiplication operations with simultaneous reduction of intermediate results modulo. This is achieved using shift registers, accumulating adders, and special circuits for doubling modulo. Comparative analysis results show a significant reduction in hardware volume and energy consumption compared to traditional methods, making this approach promising for energy-efficient systems. Although sequential processing increases computation time, it is compensated by reduced energy consumption and hardware costs, which is particularly important for IoT devices.

Keywords: modulo multiplier, digital signal processing, Internet of Things, energy efficiency, hardware costs, FIR filter, computation optimization.

1. ВВЕДЕНИЕ

С развитием технологий и увеличением количества устройств Интернета вещей (IoT) возрастает потребность в энергоэффективных решениях для обработки сигналов. IoT-устройства часто работают в условиях ограниченных вычислительных ресурсов, где важны низкое энергопотребление, минимальный объём памяти и оптимизированные вычисления [1, 2]. В таких условиях использование традиционных методов цифровой обработки сигналов (ЦОС) становится неэффективным, так как они требуют значительных аппаратных ресурсов и энергозатрат [3].

Одним из подходов, позволяющих повысить эффективность ЦОС, является оптимизация основных элементов аппаратных вычислителей, таких как умножители по произвольному модулю. Такие умножители обеспечивают снижение аппаратных затрат и энергопотребления за счёт сокращения количества необходимых вычислительных операций. Это делает их особенно полезными в алгоритмах цифровой фильтрации, быстрого преобразования Фурье, криптографических методах защиты данных и системах сжатия информации, где требуется выполнение сложных арифметических операций с минимальными затратами ресурсов.

Настоящая статья посвящена оптимизации умножителей по произвольному модулю в цифровой обработке сигналов в IoT-устройствах. Рассматриваются существующие методы умножения по модулю, предлагается математическая модель функционирования умножителя и проводится оценка его эффективности по сравнению с традиционными решениями. Основное внимание уделяется вопросам снижения энергопотребления и уменьшения объёма аппаратных ресурсов, что делает предложенный подход перспективным для энергоограниченных вычислительных систем.

2. ОБЗОР ЛИТЕРАТУРЫ

Методы умножения по модулю широко используются в различных областях вычислительной техники, включая цифровую обработку сигналов, криптографию и системы сжатия данных. В классических вычислениях операции умножения выполняются с последующим делением и приведением результата по модулю, что требует значительных вычислительных ресурсов. Для процессоров общего назначения такой подход остаётся приемлемым, однако в условиях ограниченных ресурсов IoT-устройств он становится неэффективным [4].

В вычислительных системах применяются различные алгоритмы оптимизации модульного умножения. Среди них выделяются методы Барретта и Монтгомери, которые позволяют избежать явного деления, заменяя его более эффективными операциями сдвига и умножения. Однако даже эти методы требуют значительного объёма памяти и вычислительных затрат, что ограничивает их применение в компактных устройствах [5].

В отличие от программных реализаций, специализированные аппаратные умножители по модулю обеспечивают значительное ускорение вычислений и снижение энергопотребления. Оптимизация достигается за счёт использования регистров сдвига, накапливающих сумматоров и специальных схем умножения на два по модулю. Такие устройства позволяют выполнять модульное умножение последовательно, снижая потребность в аппаратных ресурсах и энергии [6].

В цифровой обработке сигналов модульное умножение находит применение в различных алгоритмах. В фильтрах с конечной импульсной характеристикой (FIR-фильтрах) каждый выходной отсчёт вычисляется как сумма произведений входных данных и коэффициентов фильтра. Применение умножителей по модулю позволяет уменьшить аппаратные затраты при выполнении этих операций и снизить общее энергопотребление [7].

Методы быстрого преобразования Фурье (БПФ) также требуют выполнения большого количества операций умножения, особенно в спектральном анализе и обработке сигналов в реальном времени. В таких системах использование модульных умножителей снижает нагрузку на вычислительные устройства и повышает энергоэффективность вычислений [7].

Алгоритмы сжатия данных, включая стандарты JPEG и MPEG, также активно используют операции умножения и приведения по модулю. Эти процессы являются важной частью кодирования и декодирования информации. Применение модульных

умножителей позволяет ускорить обработку и сократить энергозатраты, что особенно актуально для мобильных и встроенных систем [8].

Одной из главных проблем IoT-устройств является ограниченность вычислительных ресурсов. Большинство таких систем построено на микроконтроллерах с малым объёмом оперативной памяти и невысокой тактовой частотой, что делает классические методы цифровой обработки сигналов слишком ресурсоёмкими [9].

Энергоэффективность является ещё одним важным требованием к IoT-устройствам, поскольку они часто работают в автономном режиме и зависят от батарейного питания. Оптимизированные схемы модульного умножения позволяют сократить количество операций и, следовательно, уменьшить потребление энергии [10].

Кроме того, компактность играет ключевую роль при проектировании устройств Интернета вещей. Чем меньше аппаратных ресурсов требуется для выполнения вычислений, тем дешевле и эффективнее оказывается система в целом. Аппаратные умножители по модулю, специально адаптированные для таких задач, позволяют добиться высокой производительности при минимальных затратах на оборудование.

3. МЕТОДОЛОГИЯ

Операция умножения по модулю широко применяется в цифровой обработке сигналов, особенно в условиях ограниченных вычислительных ресурсов. Для эффективной реализации таких вычислений предлагается метод последовательного умножения чисел по произвольному модулю с одновременным приведением по модулю промежуточных результатов.

Математическая модель работы умножителя основана на представлении чисел в двоичной системе и последовательном вычислении их частичных произведений. Пусть A и B – целые положительные числа, а P – модуль, при этом $B < P$. Операция умножения по модулю определяется следующим выражением:

$$(A \cdot B) \equiv R \pmod{P},$$

где R — остаток от деления произведения $(A \cdot B)$ на P , и $0 \leq R < P$ [11].

Числа A , B и P представляются в двоичной форме:

$$A = \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot 2^i, \quad a_i \in \{0,1\},$$

$$B = \sum_{j=0}^{m-1} b_j \cdot 2^j, \quad b_j \in \{0,1\},$$

$$P = \sum_{k=0}^{m-1} p_k \cdot 2^k, \quad p_k \in \{0,1\},$$

где: n — количество разрядов числа A , m — количество разрядов чисел B и P , a_i , b_j , p_k — биты чисел A , B и P соответственно.

Произведение $A \cdot B$ можно записать следующим образом:

$$A \cdot B = \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot 2^i \cdot B.$$

Тогда операция умножения по модулю P может быть представлена в виде:

$$(A \cdot B) \bmod P = \left(\sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot ((2^i \cdot B) \bmod P) \right) \bmod P.$$

Этот способ вычисления позволяет избежать необходимости выполнять дорогостоящие операции деления, так как каждое промежуточное значение $(2^i \cdot B) \bmod P$ может быть получено последовательным умножением на 2 значения $(2^{i-1} \cdot B) \bmod P$ и приведением результата по модулю P .

Аппаратная реализация умножителя включает регистр сдвига, параллельный регистр, умножитель на два по модулю и накапливающий сумматор по модулю.

Для вычисления произведения чисел по модулю аппаратным способом предлагается следующий последовательный алгоритм.

В регистр сдвига загружается двоичный код множимого A , а в параллельный регистр — множитель B . Накапливающий сумматор инициализируется нулём.

Анализируется младший разряд регистра сдвига. Если он равен 1, к содержимому накапливающего сумматора прибавляется значение $(2^i \cdot B) \bmod P$.

Выполняется умножение на два по модулю, чтобы вычислить $(2^{i+1} \cdot B) \bmod P$.

Код множимого сдвигается вправо, и процесс повторяется для следующего разряда.

После обработки всех разрядов множимого в накапливающем сумматоре содержится окончательный результат $(A \cdot B) \bmod P$.

Пример работы алгоритма рассмотрим в контексте FIR-фильтра, где выходной сигнал вычисляется как свёртка входных значений с коэффициентами фильтра:

$$y[n] = \sum_{k=0}^{N-1} h[k] \cdot x[n-k] \bmod P.$$

Использование умножителя по модулю в данном случае позволяет значительно снизить вычислительные затраты и уменьшить энергопотребление, что особенно актуально для систем, работающих в реальном времени.

Регистр сдвига отвечает за обработку разрядов множимого числа. При каждом такте работы устройства его содержимое сдвигается на один разряд в сторону младших, передавая младший разряд на управляющий вход ключа. Этот ключ определяет, следует ли суммировать текущее значение $(2^i \cdot B) \bmod P$ в накапливающем сумматоре.

Перед началом вычислений параллельный регистр хранит множитель B и передаёт его в умножитель на два по модулю. На каждых последующих тактах в параллельном регистре формируется последовательность значений $(2^i \cdot B) \bmod P$.

Накапливающий сумматор выполняет суммирование промежуточных результатов и приведение суммы по модулю P . За счёт оптимизированной схемы сложения и приведения по модулю аппаратные затраты сведены к минимуму.

Благодаря использованию последовательных вычислений, предложенная архитектура позволяет значительно сократить количество аппаратных компонентов по сравнению с традиционными схемами. В отличие от классических умножителей, требующих нескольких сумматоров и логических блоков, данный умножитель использует единственный регистр сдвига, один накапливающий сумматор и специализированный узел для умножения на два по модулю. Это делает его особенно подходящим для энергоэффективных устройств с ограниченными ресурсами, таких как IoT-устройства.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ

Для объективного сравнения эффективности предложенного метода и традиционного подхода, реализованного в патенте РФ №2829089 [6], проведены расчёты аппаратных затрат, энергопотребления и времени выполнения операций.

Объём аппаратных затрат рассчитывался по формуле:

$$V_{\text{трад}} = N \cdot V_{\text{умн}} + (N - 1) \cdot V_{\text{сумм}},$$

$$V_{\text{предл}} = V_{\text{умн_мод}} + V_{\text{нак_сумм}},$$

где: $V_{\text{умн}}$ – аппаратные затраты одного умножителя (сумматор + мультиплексор), $V_{\text{сумм}}$ – аппаратные затраты одного сумматора, $V_{\text{умн_мод}}$ – аппаратные затраты специализированного умножителя по модулю, $V_{\text{нак_сумм}}$ – аппаратные затраты накапливающего сумматора.

Результаты расчётов представлены в таблице 1.

Таблица 1. Аппаратные затраты

Разрядность N	Традиционный метод $V_{\text{трад}}$	Предложенный метод $V_{\text{предл}}$	Сокращение аппаратных затрат $V_{\text{трад}}/V_{\text{предл}}$
16 бит	30	2	15 раз
32 бит	62	2	31 раз
64 бит	126	2	63 раза

Предложенный метод позволяет существенно уменьшить количество используемых аппаратных ресурсов, что особенно важно для энергозависимых IoT-устройств.

Энергопотребление рассчитывалось по формуле:

$$E_{\text{трад}} = N \cdot E_{\text{умн}} + (N - 1) \cdot E_{\text{сумм}},$$

$$E_{\text{предл}} = E_{\text{умн_мод}} + E_{\text{нак_сумм}},$$

где: $E_{\text{умн}}$ – энергопотребление одного умножителя (мультиплексора + сумматора), $E_{\text{сумм}}$ – энергопотребление одного сумматора, $E_{\text{умн_мод}}$ – энергопотребление умножителя по модулю, $E_{\text{нак_сумм}}$ – энергопотребление накапливающего сумматора.

Результаты сравнения энергопотребления представлены в таблице 2.

Таблица 2. Энергопотребление

Разрядность N	Традиционный метод $E_{\text{трад}}$ (мкВт)	Предложенный метод $E_{\text{предл}}$ (мкВт)	Сокращение энергопотребления $E_{\text{трад}}/E_{\text{предл}}$
16 бит	8,8	1,5	5,93 раз
32 бит	18,5	1,5	12,33 раз
64 бит	37,7	1,5	25,13 раза

Для оценки влияния разрядности на энергопотребление были проведены вычисления для различных значений N . Анализ показал, что при увеличении разрядности с 16 до 64 бит традиционные схемы демонстрируют рост энергопотребления, в то время как предложенный умножитель позволяет сохранять относительно низкий уровень потребления энергии за счёт последовательной обработки данных.

Одним из ключевых параметров оценки эффективности предложенного умножителя по модулю является скорость выполнения операций. В традиционных схемах цифровой обработки сигналов для выполнения умножения используются специализированные параллельные умножители, позволяющие получать результат за фиксированное число тактов $T_{\text{умн}}$. В предложенной схеме вычисления выполняются последовательно, что увеличивает общее время выполнения операции, но при этом снижает аппаратные затраты и энергопотребление.

$$T_{\text{трад}} = T_{\text{умн}} + T_{\text{сумм}},$$

$$T_{\text{предл}} = N \cdot (T_{\text{умн_мод}} + T_{\text{нак_сумм}}),$$

где: $T_{\text{умн}}$ — время выполнения одного умножителя, $T_{\text{сумм}}$ — время выполнения одного сумматора, $T_{\text{умн_мод}}$ — время выполнения умножителя по модулю, $T_{\text{нак_сумм}}$ — время выполнения накапливающего сумматора.

Сравнение времени выполнения операций продемонстрировано в таблице 3.

Таблица 3. Время выполнения операций

Разрядность N	Традиционный метод $T_{\text{трад}}$ (такты)	Предложенный метод $T_{\text{предл}}$ (такты)	Увеличение времени выполнения $T_{\text{предл}}/T_{\text{трад}}$
16 бит	2	48	24 раз
32 бит	2	96	48 раз
64 бит	2	192	96 раза

Время выполнения операций в предложенном подходе увеличивается по сравнению с традиционным подходом, однако, для систем с ограниченными ресурсами (например, IoT-устройства), это компенсируется значительным сокращением объема оборудования и энергопотребления.

Практическое использование предложенного умножителя по модулю было протестировано на задаче реализации FIR-фильтра, предназначенного для обработки сигналов в реальном времени. В традиционных схемах каждый выходной отсчёт вычисляется через свёрточную сумму с использованием множества умножителей. В предлагаемом варианте фильтрация реализуется с использованием одного аппаратного блока, выполняющего все операции последовательно.

Анализ производительности предложенного решения в сценариях IoT показал, что при обработке сигналов в системах с низким энергопотреблением возможен выигрыш в энергоэффективности, что делает этот метод перспективным для встроенных систем, медицинских устройств и датчиков беспроводных сетей.

Результаты сравнительного анализа в виде графиков объёма оборудования представлены на рисунке 1, результаты энергопотребления на рисунке 2 и результаты сравнения времени выполнения операций на рисунке 3. Приведенные графики демонстрируют, что предложенный умножитель позволяет значительно сократить затраты аппаратных ресурсов и потребляемой энергии, при этом сохраняя достаточную вычислительную производительность для IoT-приложений.

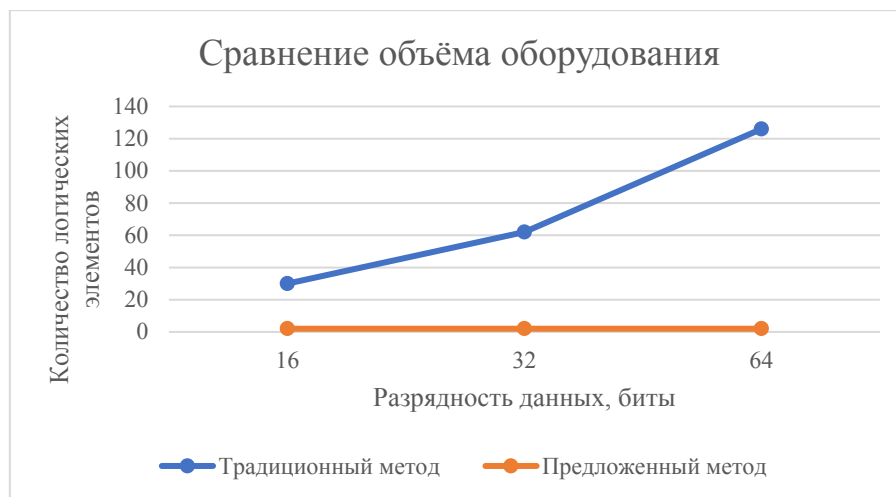


Рис. 1. Сравнение объёма оборудования

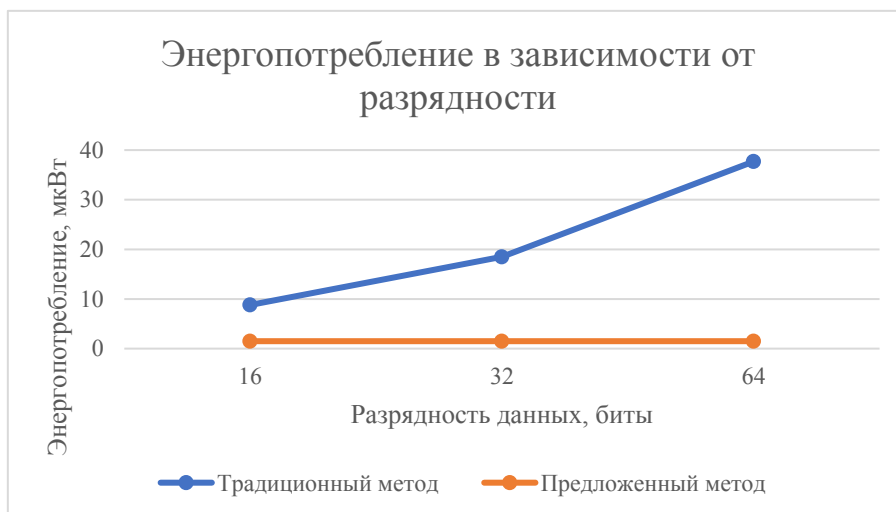


Рис. 2. Энергопотребление в зависимости от разрядности

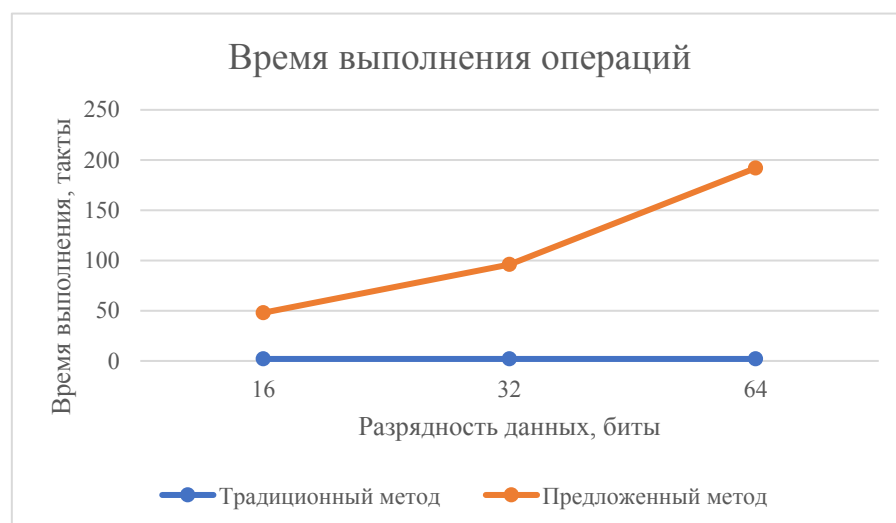


Рис. 3. Время выполнения операций

Анализ результатов показал, что предложенный аппаратный умножитель по модулю позволяет добиться значительного снижения аппаратных затрат и энергопотребления по сравнению с традиционными методами. Уменьшение числа аппаратных блоков делает этот метод перспективным для реализации в энергоэффективных системах.

Хотя последовательная обработка приводит к увеличению времени вычислений, это не является критичным для большинства IoT-устройств, где приоритетом является минимизация энергопотребления. В целом, предложенный метод представляет собой эффективное решение для цифровой обработки сигналов в условиях ограниченных вычислительных ресурсов.

5. ОБСУЖДЕНИЕ

Разработанный аппаратный умножитель по произвольному модулю обладает рядом преимуществ, делающих его эффективным решением для цифровой обработки сигналов в условиях ограниченных ресурсов. Одним из ключевых достоинств является значительное сокращение объёма аппаратных затрат. В традиционных схемах для выполнения умножения требуются отдельные аппаратные блоки для каждой операции, что приводит к линейному росту количества используемых логических элементов при увеличении разрядности данных. В предложенной архитектуре за счёт последовательного выполнения операций достигается фиксированное количество аппаратных компонентов, что позволяет минимизировать затраты на оборудование.

Кроме того, предложенный метод обеспечивает снижение энергопотребления, поскольку исключает необходимость параллельного выполнения множества операций умножения. Последовательное выполнение уменьшает число активных логических элементов в каждый момент времени, что особенно важно для устройств, работающих в автономном режиме.

Высокая энергоэффективность и компактность делают данный подход перспективным для применения в IoT-устройствах [11]. В таких системах ключевыми ограничениями являются вычислительные ресурсы и необходимость минимизации энергопотребления. Встроенные процессоры и микроконтроллеры, применяемые в IoT, не всегда обладают достаточной вычислительной мощностью для работы с классическими алгоритмами цифровой обработки сигналов, поэтому использование оптимизированных аппаратных решений позволяет повысить производительность без увеличения потребляемых ресурсов.

Несмотря на значительные преимущества, предложенный подход имеет ряд ограничений. Прежде всего, увеличивается время выполнения операций, так как вычисления выполняются последовательно. В традиционных схемах параллельные аппаратные умножители позволяют выполнить всю операцию за фиксированное число тактов, тогда как в предложенном методе общее время выполнения пропорционально разрядности входных данных.

Также существуют ограничения по разрядности и сложности алгоритмов, в которых может применяться предложенный метод. Например, в задачах, где требуется выполнение большого числа умножений в реальном времени (например, в обработке аудио- и видеопотоков), увеличение времени вычислений может оказаться критичным. Для таких применений потребуется дополнительная оптимизация, направленная на снижение временных затрат.

Одним из перспективных направлений дальнейших исследований является оптимизация времени выполнения операций. Это может включать разработку гибридных схем, сочетающих преимущества последовательных и параллельных вычислений, либо использование частично распараллеленных структур для ускорения обработки данных.

Другое направление связано с расширением области применения предложенного умножителя. В настоящее время метод продемонстрировал свою эффективность в задачах цифровой фильтрации, однако его можно адаптировать для использования в других алгоритмах цифровой обработки сигналов, таких как быстрое преобразование Фурье, методы сжатия данных (JPEG, MPEG) и криптографические алгоритмы. Оптимизация умножения по модулю в этих задачах может позволить значительно снизить затраты вычислительных ресурсов и повысить эффективность обработки информации в энергоограниченных системах.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе рассмотрено применение умножителей по произвольному модулю в цифровой обработке сигналов, с акцентом на энергоэффективные вычисления в условиях ограниченных аппаратных ресурсов. Анализ показал, что предложенный метод позволяет значительно сократить объем оборудования за счёт замены параллельных умножителей на последовательную обработку данных. Это приводит к уменьшению энергопотребления, что делает предложенный подход особенно перспективным для встраиваемых и автономных систем, таких как IoT-устройства.

Экспериментальные результаты подтвердили, что традиционные схемы умножения требуют линейно растущего количества аппаратных блоков при увеличении разрядности данных, в то время как предложенный умножитель по модулю использует фиксированное количество логических элементов, обеспечивая значительное снижение аппаратных затрат. В то же время последовательная обработка данных приводит к увеличению времени выполнения операций, что является основным ограничением данного метода. Однако в большинстве IoT-приложений, где приоритетом является снижение энергопотребления, этот компромисс оказывается оправданным.

Одним из направлений дальнейших исследований является оптимизация алгоритма умножения с целью сокращения времени выполнения операций. Возможным решением является частичное распараллеливание вычислений или использование адаптивных схем управления последовательностью операций.

Кроме того, перспективным направлением является расширение области применения разработанного метода. В данной работе продемонстрирована эффективность предложенного умножителя в цифровых фильтрах, но его принципы могут быть использованы в более сложных алгоритмах цифровой обработки сигналов, таких как быстрое преобразование Фурье, методы сжатия данных и криптографические операции. Это позволит снизить вычислительные затраты и повысить эффективность обработки данных в энергоограниченных системах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Войтов А.В. Основы цифровой обработки сигналов. М.: Радио и связь, 2001. - 320 с.
2. Гольдштейн Б.С. Модульная арифметика в цифровых вычислениях. М.: Наука, 1986. - 256 с.
3. Петренко В.И., Чипига А.Ф. Умножитель на два по модулю. RU 2015537 C1, заяв. 29.10.1991, опубл. 30.06.1994.
4. Петренко В.И., Кузьминов Ю.В. Устройство для умножения чисел по произвольному модулю. RU 2316042 C1, заяв. 07.08.2006, опубл. 27.01.2008.
5. Кузьминов Ю.В. Накапливающий сумматор по модулю. RU 2500017 C1, заяв. 05.06.2012, опубл. 27.11.2013.

6. Петренко В.И., Небеская М.В. Умножитель по модулю. RU 2829089 C1, заяв. 04.06.2024, опубл. 23.10.2024.
7. Р.Блейхут. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1989. - 447 с.
8. Bhaskaran V., Konstantinides K., Image and video compression standards: algorithms and architectures. Dordrecht: Kluwer Academic Publishers Group, 1995. - 447 p.
9. Oppenheim, A. V., Schafer, R. W. Discrete-Time Signal Processing. New Jersey: Prentice hall, 2010. - 1091 p.
10. Gubbi, J., Buyya, R., Marusic, S., Palaniswami, M. Internet of Things (IoT): A Vision, Architectural Elements, and Future Directions // Future Generation Computer Systems, 2013. Vol. 29, No. 7. - Pp. 1645-1660.
11. Ли П. Архитектура интернета вещей. М: ДМК Пресс, 2019. - 454 с.

REFERENCES

1. Voytov A.V. Fundamentals of digital signal processing. M: Radio and Communications, 2001. - 320 p.
2. Goldstein B.S. Modular arithmetic in digital computing. M: Nauka, 1986. - 256 p.
3. Petrenko V.I., Chipiga A.F. Multiplier by two modulo. RU 2015537 C1, stated. 29.10.1991, publ. 30.06.1994.
4. Petrenko V.I., Kuzminov Yu.V. Device for multiplying numbers according to an arbitrary module. RU 2316042 C1, stated. 07.08.2006, publ. 27.01.2008.
5. Kuzminov Yu.V. Accumulating adder modulo. RU 2500017 C1, stated. 05.06.2012, publ. 27.11.2013.
6. Petrenko V.I., Nebesskaya M.V. Modulus multiplier. RU 2829089 C1, stated. 04.06.2024, publ. 23.10.2024.
7. Richard E. Blahut, Fast algorithms for digital signal processing. M: Mir, 1989. - 447 p.
8. Bhaskaran V., Konstantinides K., Image and video compression standards: algorithms and architectures. Dordrecht: Kluwer Academic Publishers Group, 1995. - 447 p.
9. Oppenheim, A. V., Schafer, R. W. Discrete-Time Signal Processing. New Jersey: Prentice hall, 2010. - 1091 p.
10. Gubbi, J., Buyya, R., Marusic, S., Palaniswami, M. Internet of Things (IoT): A Vision, Architectural Elements, and Future Directions // Future Generation Computer Systems, 2013. Vol. 29, No. 7. - Pp. 1645-1660.
11. Lea P. Internet of Things for Architects. M: DMK Press, 2019. - 454 p.

ПРИЕМ ШПС ЛЧМ – РАДИОСИГНАЛА ПРИ НЕИЗВЕСТНЫХ ПАРАМЕТРАХ ГАУССОВОЙ УЗКОПОЛОСНОЙ ПОМЕХИ

В.К.Маршаков¹, А.В. Гудков², Н.А.Воеводин², Р.В.Козырев²

¹Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

²АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрено влияние узкополосной гауссовской помехи на отношение сигнал/шум+помеха на выходе квазиоптимального фильтра, характеристики которого определяются предполагаемыми значениями параметров помехи. Анализ отношения сигнал/шум+помеха при различных расстройках по предполагаемым и их действительным значениям параметров помехи позволяет сформулировать требования к максимальным расстройкам в различных помехо-сигнальных ситуациях.

Ключевые слова: Широкополосный сигнал, сигнал с ЛЧМ, гауссова узкополосная помеха, оптимальный прием, априорная неопределенность, отношение сигнал / шум + помеха.

QUASI-OPTIMAL RECEPTION OF A BROADBAND LFM SIGNAL WITH UNKNOWN PARAMETERS OF GAUSSIAN NARROWBAND INTERFERENCE

V.K.Marshakov¹, A.V. Gudkov², N.A.Voevodin², R.V.Kozyrev²

¹Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

²JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

Abstract. The influence of narrowband Gaussian interference on the signal-to-noise+interference ratio at the output of a quasi-optimal filter the characteristics of which are determined by the estimated values of the interference parameters is considered. Analysis of the signal-to-noise+interference ratio for various disturbances based on the estimated and actual values of the interference parameters allows us to formulate requirements for maximum disturbances in various interference-signaling situations.

Keywords: Broadband signal, the signal with the linear frequency modulation, Gaussian narrowband interference, optimal reception, apriori uncertainty, signal-to-noise + interference ratio.

1. ВВЕДЕНИЕ

При разработке беспроводных систем передачи данных в последнее десятилетие достаточно большое внимание стали уделять использованию на их физическом уровне сигналов с ЛЧМ. Это относится, как к передаче данных в наземном и спутниковом интернете вещей, так и в акустической подводной связи, а также в различных системах радиолокации, радионавигации и связи. При этом информационные сигналы с ЛЧМ искажаются, как аддитивным широкополосным шумом, так и узкополосными помехами. В качестве моделей узкополосных помех обычно рассматривают или однотоновые помехи, или реализации узкополосных гауссовских случайных процессов [1-3] и др. В [3] на основе моделирования приёма сигналов с модуляцией LoRa отмечено, что при приёме сигналов с ЛЧМ коэффициент подавления сигнала (JSR) выше при узкополосных шумовых, чем при однотоновых помехах. Это обусловлено тем, что применение согласованных фильтров в приёмных устройствах не обеспечивает максимально возможного отношения сигнал/шум+помеха. Снижение помехоустойчивости приёма при этом зави-

сит от соотношений параметров полезного сигнала, шума и помех. Повысить отношение сигнал/шум+помеха можно за счёт использования в приёмном устройстве оптимальных фильтров. Однако, параметры этих оптимальных фильтров определяются характеристиками, как полезного сигнала, так и шума, и помех. К сожалению, эти характеристики, особенно характеристики узкополосных помех, заранее не известны или известны не полностью. В связи с этим, в оптимальный фильтр, возможно заложить только предполагаемые параметры помехи. При этом, желательно оценить ухудшение отношения сигнал/(шум+помеха) на выходе такого квазиоптимального фильтра за счёт отличия предполагаемых от истинных параметров помехи.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Пусть на вход приёмного устройства в течение времени длительностью T поступает аддитивная смесь полезного сигнала $s(t)$, широкополосного шума $n(t)$ и узкополосной помехи $\xi(t)$. Под полезным сигналом будем понимать сигнал с ЛЧМ со спектральной плотностью $s(j\omega)$, а под шумом и помехой – реализации статистически не зависящих стационарных гауссовских процессов с нулевыми средними значениями и спектральными плотностями $N_0/2$ и $G_{1\xi}(\omega)$ соответственно. Считая, что время корреляции помехи много меньше времени наблюдения T , что приводит к неравенству

$$\mu = T\Omega_1/2\pi \gg 1,$$

где Ω_1 - полоса частот, которую занимает спектральная плотность помехи, передаточную функцию оптимального фильтра приёмного устройства для наблюдаемых данных можно записать в виде [4]

$$H_1(j\omega) = \frac{s^*(j\omega)e^{-j\omega t_0}}{\frac{N_0}{2} + G_{1\xi}(\omega)}. \quad (1)$$

Здесь $s^*(j\omega)$ – комплексно сопряжённая спектральная плотность сигнала $s(t)$, t_0 - момент времени в который достигается на выходе оптимального фильтра максимальное значение отношения сигнал/шум+помеха z_1^2 , равное

$$z_1^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|s(j\omega)|^2}{\frac{N_0}{2} + G_{1\xi}(\omega)} d\omega. \quad (2)$$

Согласно (1) и (2) передаточная функция оптимального фильтра и отношение сигнал/шум+помеха на его выходе существенно зависят от спектральных плотностей полезного сигнала и помехи. Если спектральная плотность сигнала, как правило, известна, то спектральная плотность помехи может быть или полностью не известна, или известна с точностью до параметров. По этому, когда в наблюдаемых данных присутствует помеха со спектральной плотностью $G_{1\xi}(\omega)$, передаточную функцию квазиоптимального фильтра приёмного устройства запишем в виде

$$H_2(j\omega) = \frac{s^*(j\omega)e^{-j\omega t_0}}{\frac{N_0}{2} + G_{2\xi}(\omega)}, \quad (3)$$

$G_{2\xi}(\omega)$ - предполагаемая спектральная плотность помехи. При этом отношение сигнал/шум+помеха на выходе такого квазиоптимального фильтра можно записать в виде

$$z_2^2 = \frac{2}{N_0} * \frac{1}{2\pi} * \frac{(\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|s(j\omega)|^2}{1 + \frac{2G_{2\xi}(\omega)}{N_0}} d\omega)^2}{\int_{-\infty}^{\infty} |s(j\omega)|^2 * \frac{1 + \frac{2G_{1\xi}(\omega)}{N_0}}{\{1 + \frac{2G_{2\xi}(\omega)}{N_0}\}^2} d\omega}. \quad (4)$$

Другим вариантом квазиоптимального фильтра при приёме полезного сигнала на фоне шума и помехи может служить согласованный фильтр, который не учитывает

наличие помехи, т.е. фильтр с передаточной функцией вида (1), где следует положить $G_{1\xi}(\omega) = 0$. При этом отношение сигнал/шум+помеха будет равно

$$z_3^2 = \frac{2}{N_0} * \frac{1}{2\pi} * \frac{(\int_{-\infty}^{\infty} |s(j\omega)|^2 d\omega)^2}{\int_{-\infty}^{\infty} |s(j\omega)|^2 * (1 + \frac{2G_{1\xi}(\omega)}{N_0}) * d\omega}. \quad (5)$$

Приведённые соотношения (2),(4) и (5) позволяют при заданных спектральных характеристиках сигнала, помехи и параметрах фильтра приёмного устройства оценить изменение отношения сигнал/шум+помеха в разных помехо-сигнальных ситуациях для рассматриваемых квазиоптимальных фильтров.

3. ВЛИЯНИЕ УЗКОПОЛОСНОЙ ПОМЕХИ НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЁМА СИГНАЛОВ С ЛЧМ

Положим, что база принимаемого полезного сигнала с ЛЧМ $s(t)$ достаточно большая, в результате чего его амплитудный спектр $|s(j\omega)|$ можно считать постоянным в пределах его полосы Ω_s . В качестве помехи $\xi(t)$ рассмотрим реализации стационарного узкополосного гауссовского шума с нулевым средним значением и спектральной плотностью

$$G_{1\xi}(\omega) = \frac{\gamma_1}{2} [I\left(\frac{\omega_1 - \omega}{\Omega_1}\right) + I\left(\frac{\omega_1 + \omega}{\Omega_1}\right)], \quad (6)$$

где соответственно $\gamma_1/2$, ω_1 и Ω_1 – величина, центральная частота и ширина спектральной плотности помехи $\xi(t)$, а $I(*)$ – индикатор единичной длительности.

Согласно (1) оптимальный фильтр при приёме сигнала на фоне шума и помехи со спектральной плотностью (6) должен ослаблять амплитудный спектр сигнала в частотной области $\left[\omega_1 - \frac{\Omega_1}{2}; \omega_1 + \frac{\Omega_1}{2}\right]$ с коэффициентом пропорциональности γ_1 . При этом на выходе оптимального фильтра можно будет получить отношение сигнал/шум+помеха

$$z_1^2 = \frac{2E}{N_0} \left(1 - \frac{\Omega_1}{\Omega_s} \frac{\gamma_1/N_0}{1 + \gamma_1/N_0}\right) = z_0^2 \left(1 - v_1 \frac{q_1}{1 + q_1}\right) \quad (7)$$

Здесь $z_0^2 = \frac{2E}{N_0}$ – отношение удвоенной энергии E сигнала к спектральной плотности шума, т.е. отношение сигнал/шум на выходе согласованного фильтра при приёме сигнала только на фоне шума (помеха отсутствует), $v_1 = \frac{\Omega_1}{\Omega_s}$ – отношение полосы частот Ω_1 , занимаемой помехой к полосе сигнала Ω_s , а $q_1 = \gamma_1/N_0$ – отношение величин спектральных плотностей помехи и шума.

В случае, когда параметры γ_1 , ω_1 и Ω_1 помехи не известны или частично неизвестны в передаточной функции квазиоптимального фильтра $H_2(j\omega)$ (3) будем использовать предполагаемый вид спектральной плотности

$$G_{2\xi}(\omega) = \frac{\gamma_2}{2} [I\left(\frac{\omega_2 - \omega}{\Omega_2} \Delta f\right) + I\left(\frac{\omega_2 + \omega}{\Omega_2}\right)], \quad (8)$$

параметры γ_2 , ω_2 и Ω_2 , которой отличаются от параметров γ_1 , ω_1 и Ω_1 спектральной плотности помехи (6). Отношение сигнал/шум+помеха z_2^2 на выходе квазиоптимального фильтра в этом случае можно записать как:

$$z_2^2 = z_0^2 \Psi(\Delta f, \eta, v_1, q_1, \nu) \quad (9)$$

где при $\eta \leq 1$

$$\Psi(\Delta f, \eta, v_1, q_1, v) = \left(\frac{(1 - v_1 * \eta * \frac{q_1 * v}{1 + (q_1 * v)})^2}{\left\{ 1 + \left[q_1 - \frac{q_1}{(1 + q_1 v)^2} \right] v_1 |\Delta f| + \frac{1}{2} v_1 (\eta - 1) \left[\frac{1}{(1 + q_1 v)^2} - (1 + q_1) \right] + \left[\frac{1 + \eta}{2} v_1 \left[\frac{1 + q_1}{(1 + q_1 v)^2} - 1 \right] \right] \right\}} |\Delta f| \leq \frac{1}{2} (\eta + 1) \right. \\ \left. \frac{(1 - v_1 * \eta * \frac{q_1 * v}{1 + (q_1 * v)})^2}{1 + v_1 \left[q_1 + \eta \left[\frac{1}{(1 + q_1 v)^2} - 1 \right] \right]} |\Delta f| > \frac{1}{2} (\eta + 1) \right) \\ \left(\frac{(1 - v_1 * \eta * \frac{q_1 * v}{1 + (q_1 * v)})^2}{v_1 \eta [(v_1 \eta)^{-1} + \frac{1}{(1 + q_1 v)^2} * (1 - \frac{1}{\eta}) + \frac{1 + q_1}{(1 + q_1 v)^2} * \frac{1}{\eta} - 1]} |\Delta f| < \frac{1}{2} (\eta - 1) \right) \\ \text{а при } \eta \geq 1$$

$$\Psi(\Delta f, \eta, v_1, q_1, v) = \left(\frac{(1 - v_1 * \eta * \frac{q_1 * v}{1 + (q_1 * v)})^2}{\left\{ 1 + \left[q_1 - \frac{q_1}{(1 + q_1 v)^2} \right] v_1 |\Delta f| + \frac{1}{2} (v_1 \eta) \frac{1}{\eta} \left[\frac{q_1 * (1 + \eta)}{(1 + q_1 v)^2} + q_1 (1 - \eta) \right] + v_1 \eta \left[\frac{1}{(1 + q_1 v)^2} - 1 \right] \right\}} |\Delta f| < \frac{1}{2} (\eta + 1) \right. \\ \left. \frac{(1 - v_1 * \eta * \frac{q_1 * v}{1 + (q_1 * v)})^2}{1 + (v_1 \eta) \frac{1}{\eta} [(1 + q_1)(1 - \eta) - 1] + (v_1 \eta) \left[\frac{1 + q_1}{(1 + q_1 v)^2} \right]} |\Delta f| < \frac{1}{2} (1 - \eta) \right) \\ \left(\frac{(1 - v_1 * \eta * \frac{q_1 * v}{1 + (q_1 * v)})^2}{[1 + v_1 * [q_1 + \eta * \left[\frac{1}{(1 + q_1 v)^2} - 1 \right]]} |\Delta f| > \frac{1}{2} (\eta + 1) \right)$$

Здесь $\Delta f = (\omega_2 - \omega_1)/\Omega_1$ – нормированная расстройка по центральным частотам спектров (8) и (6); $\eta = \Omega_2/\Omega_1$ – параметр, характеризующий не совпадение значений полюсов Ω_2 и Ω_1 ; $v_1 = \Omega_1/\Omega_s$ – определяет долю спектра сигнала, поражённого помехой; $q_1 = \gamma_1/N_0$ – отношение величин спектральных плотностей помехи и шума; $v = \gamma_2/\gamma_1$ – параметр, характеризующий не совпадение величин γ_2 и γ_1 в (8) и (6). Следует отметить, что полагая в (9) $\Delta f = 0$, $\eta = 1$ и $v = 1$, получим выражение для отношения сигнал/шум+помеха z_1^2 на выходе оптимального приёмника (7), а если положить $v = 0$, то получим соотношение для отношения сигнал/шум+помеха $z_3^2(5)$ на выходе согласованного фильтра приёмника в виде:

$$z_3^2 = z_0^2 \frac{1}{1 + q_1 v_1} \quad (10)$$

На рисунках 1-4 представлены зависимости $\Psi(\Delta f, \eta, v_1, q_1, v)$ в Дб, рассчитанные по формуле (9), когда $v_1 = 0.2$, т.е. ширина спектра помехи составляет 20% от ширины спектра сигнала, а $q_1 = 10$ Дб. На всех рисунках пунктиром чёрного цвета изображены зависимости $\Psi(*)$, которые характеризуют уменьшение отношения сигнал/шум+помеха на выходе оптимального фильтра из-за наличия помехи. Следует отметить достаточно малое подобное уменьшение на -0.9 Дб при выбранных параметрах помехи $v_1 = 0.2$ и $q_1 = 10$ Дб. В тоже время, применение вместо оптимального фильтра согласованного фильтра приводит к уменьшению отношения сигнал/шум+помеха на -4.8 Дб – на всех рисунках сплошные линии фиолетового цвета.

Уменьшение отношения сигнал/шум+помеха на выходе квазиоптимального фильтра из-за наличия помехи при различных рассогласованиях параметров помехи с соответствующими параметрами квазиоптимального фильтра иллюстрируют остальные кривые на рисунках 1-4. Так, на рисунке 1 представлены зависимости $\Psi(*)$ от нормированной расстройки Δf при разных значениях $v = 0, \pm 10, \pm 20$ Дб и $\eta = 1$, а на рисунке 2 изображены зависимости $\Psi(*)$ от нормированной расстройки Δf , но при $v = 0$ Дб и для $\eta = 0.33, 0.5, 1, 2, 3$. На рис. 3 и 4 изображены зависимости $\Psi(*)$ от величины v в Дб, которая характеризует отличие уровня ослабления спектральных составляющих полезного сигнала в предполагаемой области частот занятой помехой в квазиоптимальном фильтре от аналогичного уровня ослабления в оптимальном фильтре

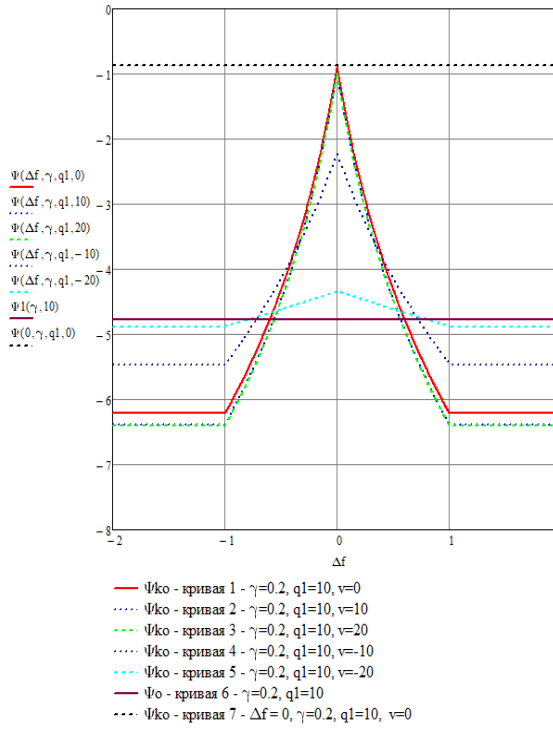


Рис. 1

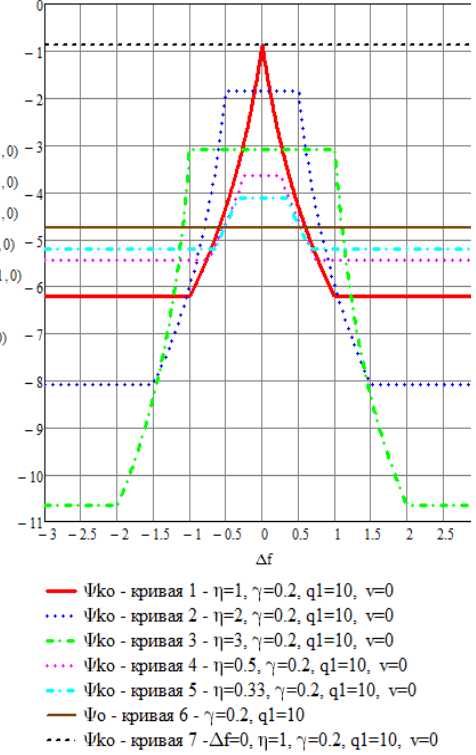


Рис. 2

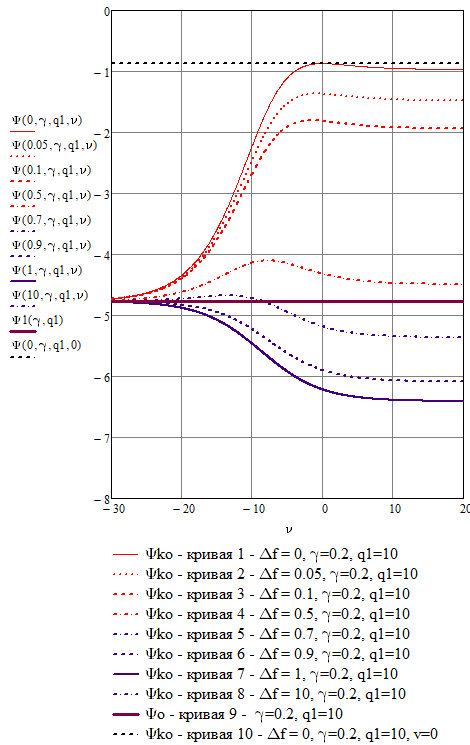


Рис. 3

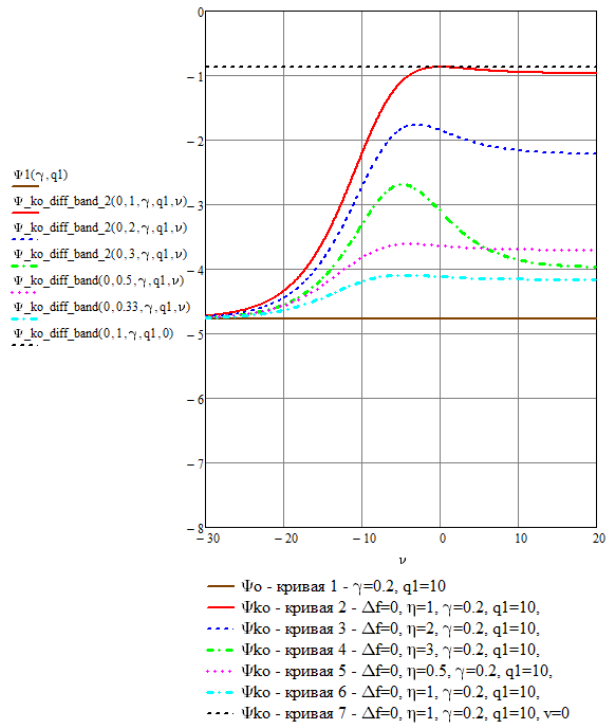


Рис. 4

На рисунке 3 эти зависимости приведены при нормированных расстройках $|\Delta f| = 0, 0.05, 0.1, 0.5, 0.7, 0.9, 1, 10$ для центральных частот ω_2 и ω_1 , а на рисунке 4 для величин $\eta = 0.33, 0.5, 1, 2, 3$, которые характеризуют отличие значений полосы Ω_2 от Ω_1 .

Поведение зависимостей рис.1-4 соответствует очевидному условию, что при наличии рассогласований по рассмотренным параметрам проигрыш в отношении сигнал/шум+помеха на выходе квазиоптимального фильтра по сравнению с оптимальным фильтром всегда отличен от нуля. В тоже время при наложении определённых ограничений на величины этих рассогласований отношение сигнал/шум+помеха на выходе квазиоптимального фильтра может быть существенно выше, чем аналогичное отношение на выходе согласованного фильтра. Так, если величины полос Ω_2 и Ω_1 одинаковы, а значения $\nu \geq 1$, то при $|\Delta f| \leq 0.5$ отношение сигнал/шум+помеха на выходе квазиоптимального фильтра будет больше аналогичного отношения на выходе согласованного фильтра не менее, чем на 2Дб. Естественно этот выигрыш будет максимальным, когда $\nu = 1$, но и при $\nu > 1$ величина отношения сигнал/шум+помеха на выходе квазиоптимального фильтра мало отличается от максимальной (см. рис. 4). Когда величины полос $\Omega_2 \neq \Omega_1$, то влияние расстройки $|\Delta f|$ на отношение сигнал/шум+помеха будет зависеть от соотношения между Ω_2 и Ω_1 . Так, если $\Omega_2 > \Omega_1$, то при небольших расстройках $|\Delta f|$ отношение сигнал/шум+помеха на выходе квазиоптимального фильтра мало отличается от отношения сигнал/шум+помеха на выходе оптимального фильтра. В тоже время при расстройках $|\Delta f| > 1$ отношение сигнал/шум+помеха на выходе квазиоптимального фильтра может быть значительно меньше, чем на выходе даже согласованного фильтра. Если же предполагаемая полоса частот помехи Ω_2 будет меньше, чем истинное значение Ω_1 , то отношения сигнал/шум+помеха на выходе квазиоптимального и согласованного фильтров будут мало отличаться. Поведение отношения сигнал/шум+помеха на выходе квазиоптимального фильтра при $\Omega_2 \neq \Omega_1$ и изменении ν аналогично поведению, когда $\Omega_2 = \Omega_1$.

Рассмотренные зависимости отношения сигнал/шум+помеха на выходе квазиоптимального фильтра позволяют также сформулировать требования к точности адаптации по неизвестным параметрам помех. В случае, когда блок адаптации уже существует, например, из [5], то зная точность измерения неизвестных параметров в блоке адаптации и используя приведённые соотношения можно будет рассчитать помехоустойчивость приёма в различных помехо-сигнальных условиях.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе анализа отношения сигнал/шум+помеха на выходе квазиоптимального фильтра для сигналов ЛЧМ с большой базой показано, что даже при незнании всех параметров статистического описания узкополосных помех применение квазиоптимальных фильтров может быть более целесообразно, чем использование согласованного фильтра. Конечно, при этом для обеспечения заданной помехоустойчивости приёма необходимо задать определённый уровень рассогласования предполагаемых и их истинных значений параметров помех.

ЛИТЕРАТУРА

1. Борисов В.И. Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Мухин Н.П., Нахмансон Г.С. // Под ред. Борисова В.И.-М.: Радио и связь, 2003 . — 640 с.
2. Радзиевский В.Г., Сирота А.А. Теоретические основы радиоэлектронной разведки. 2-е изд, испр. и доп. — М.: Радиотехника, 2004. — 432 с
3. J. Ren and K. Xu, «Simulation and Analysis on Anti-interference of LoRa Modulation Signal» in 2022 IEEE 5th Advanced Information Management, Communicates, Electronic

and Automation Control Conference (IMCEC), IEEE, Dec. 2022, pp. 1911–1915. DOI: 10.1109/IMCEC55388.2022.10019982.

4. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. — М. : Радио и связь, 1983. — 320 с. ил.; 22.
5. Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Сличенко М.П., Ильин М.Ю., Артемова Е.С. Способ адаптивного многоканального обнаружения радиосигналов в условиях помех с неизвестными параметрами. Патент РФ 2768217 С1. Заявл. 23.06.2021. Опубл. 23.03.2022.

REFERENCES

1. Borisov V.I. Noise immunity of radio communication systems with signal spectrum expansion by modulating the carrier with a pseudo-random sequence / Zincuk V.M., Limarev A.E., Mukhin N.P., Nakhmanson G.S. // Ed. Borisov V.I. - M.: Radio and Communications, 2003. - 640 p.
2. Radzievskiy V.G., Sirota A.A. Theoretical foundations of electronic intelligence. 2nd ed., corrected and supplemented. — Moscow: Radiotekhnika, 2004. — 432 p
3. J. Ren and K. Xu, “Simulation and Analysis on Anti-interference of LoRa Modulation Signal,” in 2022 IEEE 5th Advanced Information Management, Communications, Electronic and Automation Control Conference (IMCEC), IEEE, Dec. 2022, pp. 1911–1915. DOI: 10.1109/IMCEC55388.2022.10019982
4. Tikhonov, V. I. Optimal signal reception. M.: Radio and communication, 1983. – 320p.
5. Artemov M.L., Afanasyev O.V., Slichenko M.P., Ilyin M.Yu., Artemova E.S. Method for adaptive multichannel detection of radio signals in conditions of interference with unknown parameters. Russian Federation Patent 2768217 C1. Claimed 23.06.2021. Published 23.03.2022.

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ СТЕПЕНИ РАЗРЕЖЕННОСТИ СИГНАЛОВ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕОРИИ СЖАТОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИИ В ОТНОШЕНИИ ЧАСТОТНО РАЗРЕЖЕННЫХ СИГНАЛОВ

В. Н. Карпов

Национальный исследовательский университет «МИЭТ», Москва, Россия

Аннотация. В работе представлен метод определения допустимой степени разреженности частотно разреженных сигналов с заданными параметрами для применения теории сжатой дискретизации. Исследование проводилось на примере системы сбора данных, основанной на архитектуре случайного демодулятора. На основании математической модели, было получено практическое значение минимального числа измерений, необходимого для корректного восстановления исходного частотно разреженного сигнала с общим числом отсчетов $N=1024$ и количеством значимых спектральных компонент $K=8$. Результаты показали, что для такого сигнала частоту дискретизации можно уменьшить в 6 раз. Результаты моделирования подтверждают, что применение теории сжатой дискретизации на основе случайного демодулятора позволяет существенно снизить требования к аналого-цифровым преобразователям без потери полезной информации в сигнале при условии его достаточной разреженности.

Ключевые слова: частота дискретизации; сжатая дискретизация; случайный демодулятор; частотно разреженные сигналы.

A METHOD FOR ESTIMATION OF THE DEGREE OF SIGNAL SPARSITY FOR APPLYING COMPRESSED SAMPLING THEORY TO FREQUENCY-SPARSE SIGNALS

V. N. Karpov

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

Abstract. The paper presents a method for determining the permissible degree of sparseness of frequency-sparse signals with given parameters for applying the theory of compressed sampling. The study was conducted using the example of a data acquisition system based on the architecture of a random demodulator. Based on the mathematical model, a practical value of the minimum number of measurements required for the correct restoration of the original frequency-sparse signal with a total number of samples $N = 1024$ and the number of significant spectral components $K = 8$ was obtained. The results showed that for such a signal, the sampling frequency can be reduced by 6 times. The simulation results confirm that the application of the theory of compressed sampling based on a random demodulator can significantly reduce the requirements for analog-to-digital converters without losing useful information in the signal, provided that it is sufficiently sparse.

Keywords: sampling frequency; compressed sampling; random demodulator; frequency-sparse signals.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время актуальными являются исследования вопросов сокращения информационного потока между аналого-цифровым преобразователем (АЦП) и вычислительным устройством в современных радиолокационных системах, ввиду существующих ограничений при обработке большого потока аналоговых сигналов на приемных каналах таких радиосистем, в особенности это актуально для многоканальных радиосистем. Ключевым моментом здесь является эффект ограничения полосы

пропускания системы, который обуславливается недостаточной частотой дискретизации существующих на сегодняшний день АЦП, что приводит к ухудшению разрешающей способности. Кроме того, достаточно высокая частота дискретизации приводит к значительному увеличению объемов обрабатываемых данных, что создает трудности с хранением этих данных и требует значительных вычислительных ресурсов для их последующей обработки. Как следствие, указанные факторы повышают сложность и стоимость систем, обрабатывающих аналоговые сигналы в цифровом виде [1].

Одним из перспективных методов решения представленной проблемы является использование теории сжатой дискретизации [2,3], суть которой заключается в снижении частоты дискретизации АЦП за счет предварительного сжатия сигнала на этапе сбора данных. Такой подход позволяет получать интересующую радиолокационную информацию при меньшем количестве отсчетов дискретизации аналогового сигнала, чем этого требует классический критерий Котельникова-Найквиста. Ключевое отличие от сжатия цифровых данных заключается в том, что сжатая дискретизация нацелена на непосредственную выборку со скоростью, намного меньшей, чем удвоенная максимальная частота оцифровываемого сигнала, что позволяет получить только минимально необходимые выборки, содержащие информацию о полезных сигналах. Другими словами, сигналы сжимаются во время дискретизации, а не после нее, тем самым позволяя снизить как частоту дискретизации, так и объемы затрачиваемой памяти. Однако для применения теории сжатой дискретизации входной сигнал должен обладать разреженной структурой, т.е. иметь достаточно малое количество ненулевых элементов, являющихся значимыми, в некоторой области (временной или частотной). Примером разреженного сигнала могут быть радиолокационные отклики, представляющие собой разреженные в частотной области пики, являющимися отраженными сигналами от целей, расположенных на разном удалении.

В рамках данного исследования предлагается разработать методику оценки допустимого уровня разреженности входного частотно разреженного сигнала для системы сбора данных, построенной на основании одного из простейших устройств, реализующих сжатую дискретизацию – случайного демодулятора (СД) [4] (рисунок 1).

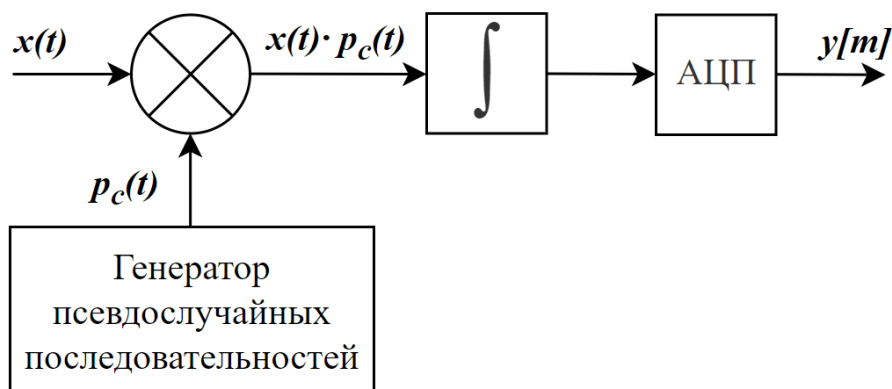


Рис. 1. Структурная схема случайного демодулятора

Принцип работы данного устройства основан на том, что входной разреженный сигнал умножается на псевдослучайную последовательность, что позволяет распределить полезную информацию по всему спектру, после чего интегратор или фильтр низких частот (ФНЧ) ограничивает входную полосу для АЦП. Теперь самая высокая частота полученного таким образом сигнала лежит в области нижних частот и, следовательно, может быть дискретизирована с использованием низкочастотного АЦП для получения вектора цифровых измерений. Эти несколько сжатых измерений могут быть легко

сохранены или переданы, после чего восстановлены до исходного вида, одним из методов восстановления, представленных в [5].

2. МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ДОПУСТИМОГО УРОВНЯ РАЗРЕЖЕННОСТИ ЧАСТОТНО РАЗРЕЖЕННЫХ СИГНАЛОВ

В рамках данной работы предлагается произвести оценку степени разреженности входных частотно разреженных сигналов, для которых можно будет применить теорию сжатой дискретизации на базе случайного демодулятора, без потери полезной информации при восстановлении.

Минимальное количество собранных данных M , необходимое для корректного восстановления исходного частотно разреженного сигнала, для системы сбора данных, построенной на архитектуре СД определяется следующим выражением:

$$M \geq C \cdot K \cdot \log\left(\frac{N}{K}\right), \quad (1)$$

где K – число значимых спектральных компонент сигнала (для частотно разреженного сигнала в частности), N – общее число отсчетов в исходном сигнале, C – константа, зависящая от свойств системы. Для архитектуры СД обычно $C \approx 6$, однако на практике значение C может достигать 8 – 12 единиц [6].

Уровень разреженности S такого сигнала определяется как отношение числа ненулевых гармоник к общей длине сигнала:

$$S = \frac{K}{N} \quad (2)$$

Если уровень разреженности сигнала будет больше некоторого критического уровня S_{crit} , определяемого как максимальный уровень разреженности сигнала, при котором возможно точное восстановление сигнала в исходный вид, то восстановление сигнала из изначального количества собранных данных M без потери информации будет невозможным, ввиду чего:

- в восстановленном сигнале могут появиться ложные гармоники;
- некоторые реальные компоненты сигнала могут исчезнуть или исказиться;
- амплитуды восстановленных гармоник могут не совпадать с исходными.

Исходя из вышесказанного, для частотно разреженного сигнала с общим числом отсчетов $N = 1024$ и количеством значимых компонент $K = 8$, минимальное число измерений, необходимое для корректного восстановления сигнала составит порядка $M \approx 102$ отсчетов, что позволит уменьшить частоту дискретизации сигнала в 10 раз.

Для подтверждения данного заключения была составлена математическая модель системы сбора данных, на основе архитектуры СД., в которой для анализа точности восстановления предлагается использовать сличение спектров исходного и восстановленного сигналов, используя порог в 3 дБ, что согласуется с общепринятыми методами анализа частотных характеристик, поскольку такая разница амплитуд соответствует двукратному отличию мощностей. Исходя из этого были определены основные критерии корректного восстановления:

- спектр восстановленного сигнала содержит все частотные составляющие исходного сигнала;
- отклонение амплитуд восстановленных гармоник от исходных не превышает 3 дБ;
- уровень паразитных гармоник как минимум на 3 дБ ниже минимальной амплитуды полезного сигнала.

3. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Для численной оценки качества восстановления сигнала от степени его разреженности на математической модели, первоначально был сформирован тестовый сигнал в виде суммы некоторого количества гармонических составляющих:

$$x(t) = \sum_{k=1}^K A_k \cdot \cos(2\pi f_k t + \phi_k), \quad (3)$$

где:

A_k – амплитуда k -й гармоники,

f_k – частота k -й гармоники, случайно выбираемая из диапазона $[0, f_{ref}/2]$,

ϕ_k – фаза k -й гармоники, случайно выбираемая из диапазона $[0, 2\pi]$.

Изменение числа ненулевых гармоник K позволяет варьировать степень разреженности тестового сигнала.

Затем тестовый сигнал был пропущен через модель случайного демодулятора, после чего путем сравнения восстановленного сигнала с исходным, определялась корректность восстановления тестового сигнала, для разных значений разреженности S , при фиксированном количестве измерений $M = 250$.

Результат работы математической модели на примере разреженного низкочастотного сигнала в диапазоне частот до 2 МГц, с числом гармонических компонент $K = 8$, представлен на рисунке 2: синим светом показан спектр исходного тестового сигнала, а красным цветом корректно восстановленный сигнал.

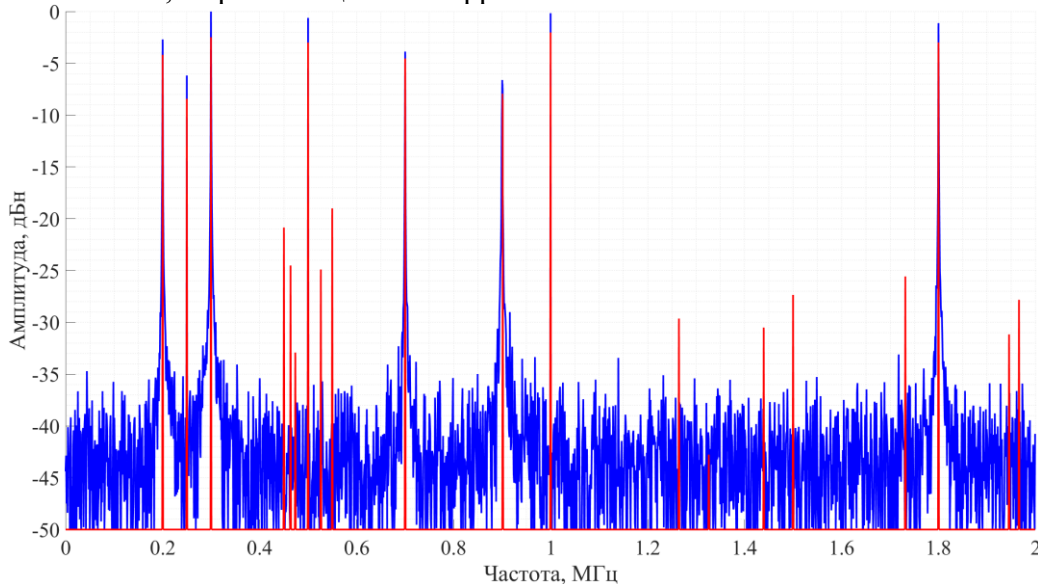


Рис. 2. Результат работы математической модели для тестового сигнала

Для определения предельного уровня разреженности S_{crit} , при котором тестовый сигнал успешно восстанавливался при заданном количестве измерений M , было проведено некоторое количество итераций оценки качества восстановления сигнала составленной моделью. Если сигнал не восстанавливался в соответствии с определенными выше критериями, то количество измерений увеличивалось, иначе количество измерений уменьшалось. В результате полученное число измерений, при котором тестовый сигнал с количеством значимых спектральных компонент $K = 8$ был корректно восстановлен, составило порядка $M \approx 170$ отсчетов, что соответствует значению константы $C \approx 10$, что соответствует теории. Отсюда критический уровень разреженности сигнала с указанными параметрами $S_{crit} = 1\%$.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе предложена методика оценки допустимого уровня разреженности частотно разреженных сигналов, с заданными параметрами, для применения теории сжатой дискретизации, на примере системы сбора данных, построенной на архитектуре случайного демодулятора. Было получено практическое значение минимального числа измерений, необходимого для корректного восстановления исходного частотно

разреженного сигнала, с общим числом отсчетов $N = 1024$ и количеством значимых компонент в спектре $K = 8$, показывающее, что для такого сигнала, частоту дискретизации можно сократить в 6 раз.

Таким образом, применение сжатой дискретизации на базе случайного демодулятора позволяет значительно снизить требования к АЦП и вычислительным ресурсам без потери полезной информации при условии, что сигнал обладает требуемой разреженностью. Полученные результаты могут быть использованы при проектировании эффективных систем цифровой обработки радиолокационных сигналов.

На основании этого сделаны выводы об актуальности продолжения исследований в данном направлении, в частности с проведением натурального эксперимента для учета влияния параметров реальных радиосистем на корректность восстановления частотно разреженных сигналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Применение аналого-информационного преобразователя в FMCW MIMO радиолокаторе / В. Н. Карпов, Ю. М. Мелешин, В. К. Цветков, И. А. Кузьмин // Проектирование и технология электронных средств. – 2024. – № 3. – С. 8-14.
2. E. J. Candes, J. Romberg, and T. Tao, "Robust uncertainty principles: Exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 52, no. 2, pp. 489–509, Feb. 2006.
3. D. L. Donoho, "Compressed sensing," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 52, no. 4, pp. 1289–1306, Apr. 2006.
4. S. Kirolos et al., "Analog-to-Information Conversion via Random Demodulation," 2006 IEEE Dallas/CAS Workshop on Design, Applications, Integration and Software, Richardson, TX, USA, 2006, pp. 71-74.
5. Candes E. J., Wakin M. B. "People Hearing Without Listening: An Introduction To Compressive Sampling," Applied and Computational Mathematics, California Institute of Technology, Pasadena, 2006
6. M. Mishali and Y. C. Eldar, "From Theory to Practice: Sub-Nyquist Sampling of Sparse Wideband Analog Signals," in IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, vol. 4, no. 2, pp. 375-391, April 2010.

REFERENCES

1. Application of an analog-to-data converter in an FMCW MIMO radar / V. N. Karpov, Yu. M. Meleshin, V. K. Tsvetkov, I. A. Kuzmin // Design and technology of electronic means. - 2024. - No. 3. - P. 8-14.
7. E. J. Candes, J. Romberg, and T. Tao, "Robust uncertainty principles: Exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 52, no. 2, pp. 489–509, Feb. 2006.
8. D. L. Donoho, "Compressed sensing," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 52, no. 4, pp. 1289–1306, Apr. 2006.
9. S. Kirolos et al., "Analog-to-Information Conversion via Random Demodulation," 2006 IEEE Dallas/CAS Workshop on Design, Applications, Integration and Software, Richardson, TX, USA, 2006, pp. 71-74.
10. Candes E. J., Wakin M. B. "People Hearing Without Listening: An Introduction To Compressive Sampling," Applied and Computational Mathematics, California Institute of Technology, Pasadena, 2006
11. M. Mishali and Y. C. Eldar, "From Theory to Practice: Sub-Nyquist Sampling of Sparse Wideband Analog Signals," in IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, vol. 4, no. 2, pp. 375-391, April 2010.

ИССЛЕДОВАНИЕ НАДЕЖНОСТИ ЦИКЛОСТАЦИОНАРНЫХ ОЦЕНОК ЗАНЯТОСТИ СПЕКТРА

В. Ю. Полев¹, А. Б. Токарев¹

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

Аннотация. Управление использованием радиочастотного спектра требует учета реальной занятости радиоканалов и полос частот. Однако модели изменения занятости, лежащие в основе документов Сектора радиосвязи Международного союза электросвязи (МСЭ-R), не в полной мере соответствуют потребностям практики и допускают некоторые противоречия, устранению которых способствует использование циклоstationary модели оценки занятости. Практический интерес представляет анализ надежности оценки занятости радиоканала при априорной занятости 10...50%, а также при сравнительно постоянной и явно волатильной длительности сигналов.

Ключевые слова: радиоконтроль, занятость радиочастотного спектра, методика оценивания, ежесуточный цикл изменения занятости.

ANALYSIS OF THE CYCLOSTATIONARY SPECTRUM OCCUPANCY ESTIMATIONS

V. Y. Polev¹, A. B. Tokarev¹

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

Abstract. Managing the use of the radio frequency spectrum requires taking into account the actual occupancy of radio channels and frequency bands. However, the occupancy change models underlying the International Telecommunication Union (ITU-R) Radiocommunication Sector documents do not fully meet the needs of practice and allow for some contradictions, the elimination of which will ensure the use of a cyclostationary occupancy assessment model. Of practical interest is the analysis of the reliability of estimating the occupancy of a radio channel with a priori occupancy of 10...50% and relatively constant and clearly volatile signal durations.

Keywords: radio monitoring, radio frequency spectrum occupancy, assessment methodology, daily cycle of occupancy change.

1. ВВЕДЕНИЕ

Систематический рост потребности в радиочастотном спектре ведет к его неизбежному дефициту, однако на практике наблюдается заметный разброс степени реального использования различных каналов и полос частот потребителями. Показатель, отражающий их реальную степень использования - занятость радиочастотного спектра, которая определяет вероятность того, что в случайно выбранный момент времени радиочастотный канал будет использоваться для передачи информации [1]. Уже на протяжении многих лет вопросы измерения занятости находятся в сфере внимания Сектора радиосвязи Международного союза электросвязи (МСЭ-R). Однако, в текущих версиях рекомендаций МСЭ сохраняется ряд неясностей. Во многих документах рекомендуется разбивать ось времени на отдельные интервалы, называемые интервалами интегрирования T_i , и использовать эти интервалы для сбора данных и формирования локальных измерений занятости. В то же время отмечается, что отдельные локальные оценки обеспечивают низкую достоверность оценки занятости.

При этом конкретную рекомендацию, как следует накапливать локальные оценки для получения устойчивых результатов, найти в документах МСЭ проблематично.

Циклостационарная модель оценки занятости, предложенная и подробно описанная в [2], позволяет устранить противоречия между «глобальным» оцениванием занятости, характерным для статьи [1], и набором не обладающих статистической устойчивостью локальных оценок занятости на отдельных 15-минутных интервалах. В статье [1] исследовались, в первую очередь, ситуации с низкой занятостью канала: короткие выходы в эфир и длинные паузы между ними. В данной работе проанализированы статистические характеристики оценок занятости для каналов, реальная занятость которых лежит в диапазоне 10...50%. В ходе исследований сбор данных проводился в рамках одного месяца, требуемая доверительная вероятность установлена на уровне 95%, типовая продолжительность сигналов находится в диапазоне от долей до нескольких десятков секунд.

2. МЕТОДИКА ОЦЕНИВАНИЯ ЗАНЯТОСТИ РАДИОЧАСТОТНОГО КАНАЛА

Циклостационарная модель оценок занятости радиоканала [2] подразумевает получение локальных оценок занятости на отдельных 15-минутных интервалах путем фиксации состояния радиоканала с постоянным временным интервалом T_R и определение суммарного количества проверок, соответствующих случаю «канал занят»:

$$SOCR_{i,g} = \frac{N_{o,i}}{N_{i,g}} \quad (1)$$

где индекс i определяет порядковый номер текущего пятнадцатиминутного интервала внутри суток, g – порядковый номер текущих суток сбора данных, $N_{i,g}$ – общее количество выборок на интервале интегрирования; $N_{o,i}$ – количество случаев регистрации занятого состояния канала.

Для каждой из 96 контрольных точек, на которые разбивается суточный интервал при 15-минутном разрешении, рассчитывается оценка занятости (рис. 1)

$$SOCR(i) = \frac{1}{4G} \cdot \sum_{g=1}^G (SOCR_{i-2,g} + SOCR_{i-1,g} + SOCR_{i,g} + SOCR_{i+1,g}), \quad (2)$$

где в усреднении участвуют локальные оценки на двух предшествующих контрольной точке времени интервалах T_I и на двух смежных интервалах, стартом которых служит i -й момент времени; G – количество суток общей продолжительности сбора данных.

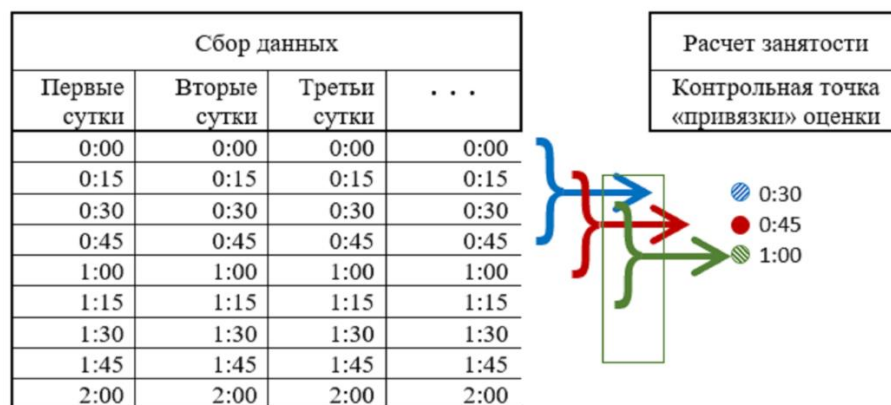


Рис. 1. Схема объединения локальных оценок, полученных на отдельных интервалах интегрирования T_I .

3. АНАЛИЗ РАДИОЧАСТОТНЫХ КАНАЛОВ С НОРМАЛЬНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ДЛИТЕЛЬНОСТЕЙ СИГНАЛОВ И ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ПАУЗ МЕЖДУ НИМИ

В данной работе исследуются случаи, когда выходы в эфир имеют сравнительно постоянную и явно волатильную длительности. Для первого случая наиболее приемлемым статистическим описанием свойств сигналов может служить нормальное распределение, а для второго – экспоненциальное.

Практический интерес представляет моделирование каналов с большой и малой длительностями сигналов τ при разном темпе сбора данных (при разном быстродействии аппаратуры радиоконтроля). В качестве исходных значений интервала контроля состояния радиоканала T_R были выбраны три значения: одна, пять и десять секунд, а априорные значения занятости канала составляют $SO = 10...50\%$. Для каждого случая проведено моделирование при больших продолжительностях сигналов в эфире (1, 5 и 10 секунд) и при малых значениях (0.1 и 0.5 секунды).

Стоит отметить, значение СКО нормального распределения продолжительностей выходов в эфир в ходе всего исследования определялось следующим выражением:

$$\sigma = \frac{\tau}{3} \quad (3)$$

Ниже представлены результаты расчета надежности для заданных параметров при нормальном распределении длительностей сигналов и экспоненциальным распределением пауз между ними: на рисунке 2 показаны результаты моделирования при максимальном интервале контроля канала $T_R = 10$ секунд при большой и малых длительностях сигналов. Стоит отметить, что все случаи $\tau \leq T_R$ представлены одним графиком так как, при выполнении данного условия каждый сигнал либо оказывается представленным единственным отсчетом, либо будет пропущен, что влечет за собой идентичность получаемых результатов. На рисунке 3 представлены результаты аналогичных исследований при средней частоте контроля канала $T_R = 5$ секунд, а на рисунке 4 – при минимальном темпе сбора данных $T_R = 1$ секунда. Здесь и далее в легендах графиков показаны условные обозначения априорной занятости SO .

При средней длительности выходов в эфир более 1 секунды и занятости канала более 10% максимальное время накопления данных, необходимое для достижения доверительной вероятности 95%, составляет порядка 12 суток. При занятости канала более 20% предложенная модель с доверительной вероятностью $P_{\text{дов}} = 95\%$ обеспечивает оценку состояния канала с заданной точностью менее, чем за пять суток радиомониторинга.

При уменьшении средней длительности сигналов в эфире вплоть до 0.1 секунды максимальное время накопления данных уменьшается до 10 суток. Таким образом, предложенная в [2] модель оценок занятости радиоканала обеспечивает необходимую надежность при сравнительно маленькой продолжительности выходов в эфир и отношении $T_R/\tau = 100$ $T_R/\tau = 100$.

Из представленных рисунков видно, что при уменьшении интервала контроля состояния канала вдвое с 10 секунд до 5 при априорной занятости канала 10% и средней длительности сигналов $\tau = 10$ секунд наблюдается уменьшение минимально необходимого времени сбора данных на 25% (с 12 суток до 9). При увеличении априорной занятости минимальное время интегрирования снижается вплоть до 2 суток.

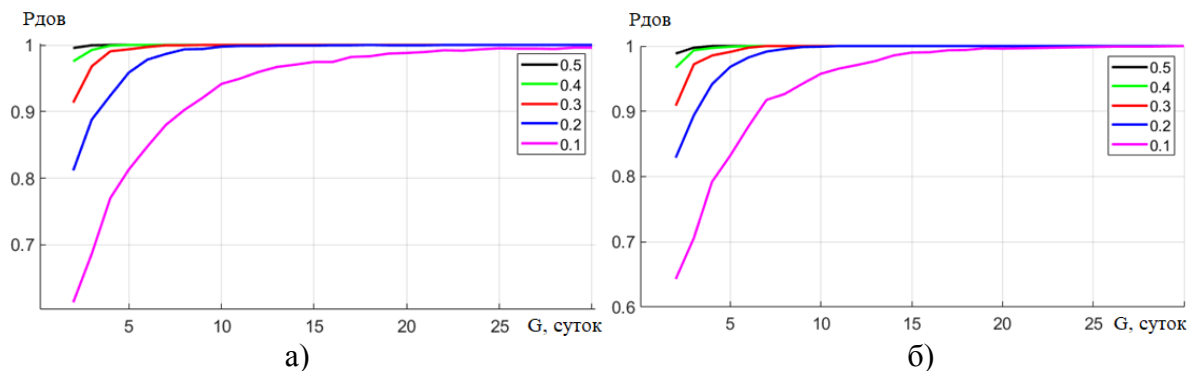


Рис. 2. Надежность измерений занятости при $T_R = 10$ секунд и большой длительности сигналов в эфире: а) $\tau = 10$ секунд, б) для случаев $\tau < T_R$.

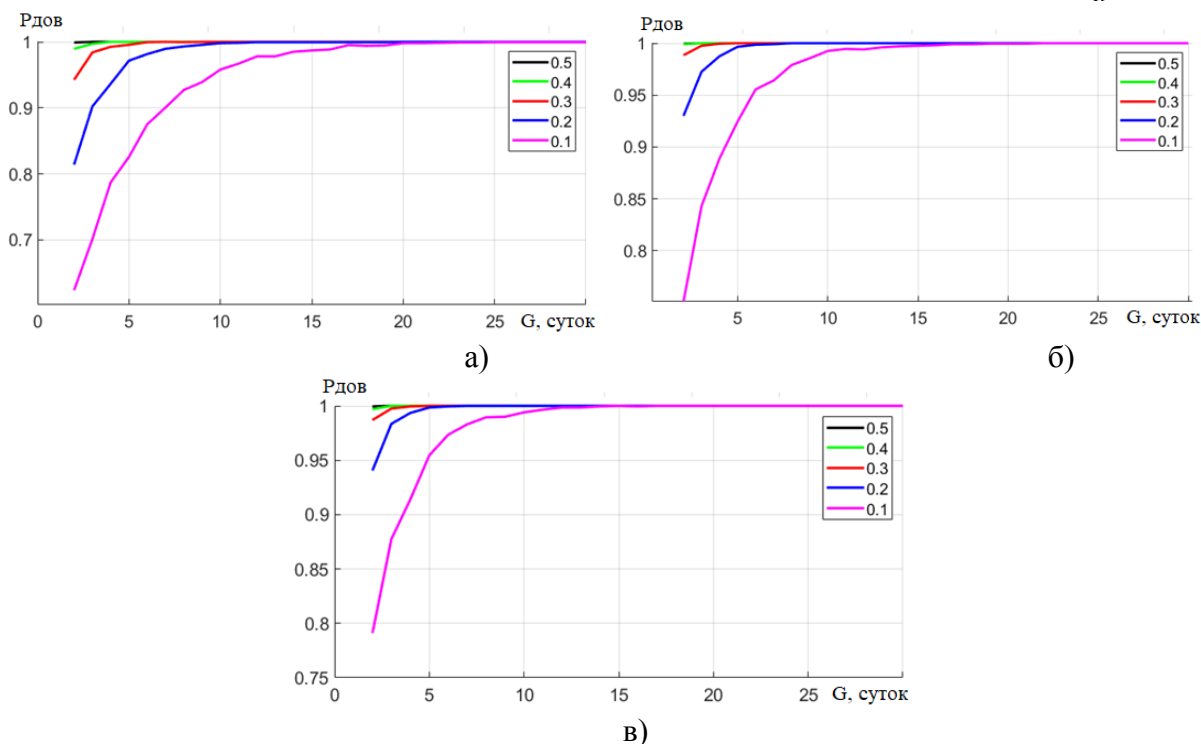


Рис. 3. Надежность измерений занятости при $T_R = 5$ секунд и большой длительности сигналов в эфире: а) $\tau = 10$ секунд, б) $\tau = 5$ секунда, в) для случаев $\tau < T_R$.

В случае уменьшения средней длительности сигналов τ до 5 секунд наблюдается резкое уменьшение времени наблюдения до 6 суток. При априорной занятости более 20% и средней продолжительности сигналов менее 1 секунды продолжительность сбора данных составляет не более 2 суток.

Уменьшение интервала контроля до 1 секунды при средних длительностях сигналов 10 и 5 секунд не приводит к изменению минимального времени интегрирования относительно случая $T_R = 5$ секунда. Однако в случае, если средняя длительность сигналов не превышает 1 секунды, то сбор данных ограничивается одними сутками.

Данные результаты подтверждают работоспособность рассматриваемого алгоритма в каналах со сравнительно постоянным распределением длительности выходов в эфир и занятостью от 10% до 50% при средней длительности выходов в эфир $\tau > 0.1$ секунды.

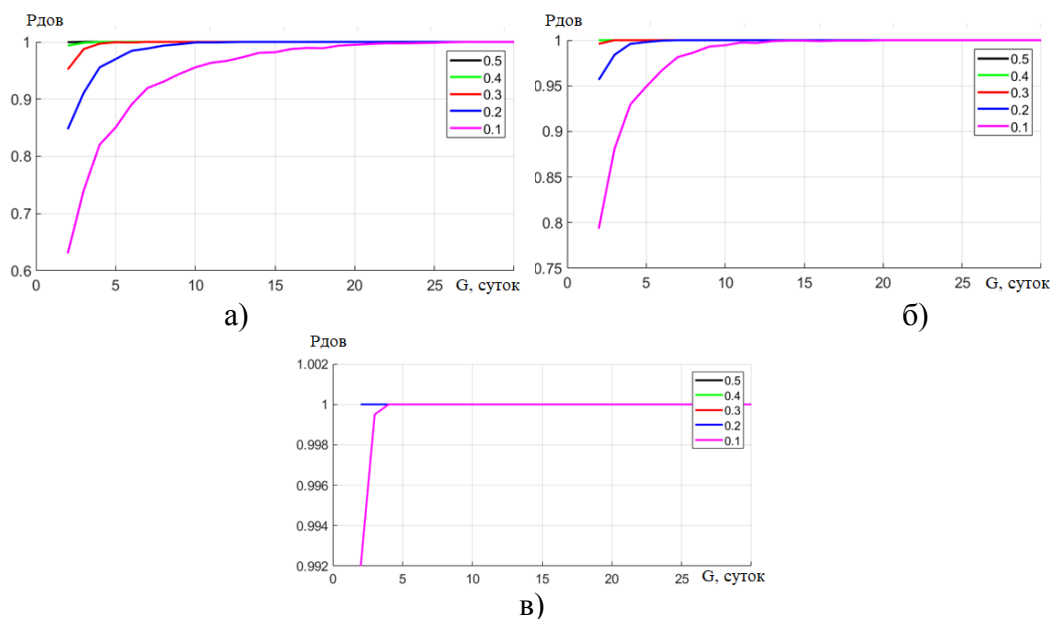


Рис. 4. Надежность измерений занятости при $T_R = 1$ секунда и большой длительности сигналов в эфире: а) $\tau = 10$ секунд, б) $\tau = 5$ секунда, в) для случаев $\tau < T_R$.

4. АНАЛИЗ РАДИОЧАСТОТНЫХ КАНАЛОВ С ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ ДЛИТЕЛЬНОСТЕЙ СИГНАЛОВ И ПАУЗ МЕЖДУ НИМИ

Проведем аналогичные расчеты надежности при экспоненциальном распределении как длительностей сигналов, так и пауз между ними: на рисунке 5 показаны результаты моделирования при максимальном интервале контроля канала $T_R = 10$ секунд при большой и малой длительностях сигналов; на рисунке 6 - при средней скорости контроля канала $T_R = 5$ секунд, а на рисунке 7 – при минимальном темпе сбора данных $T_R = 1$ секунда. При экспоненциальном распределении длительностей сигналов наблюдается увеличение минимального интервала интегрирования относительно случая с нормальным распределением. В частности, при априорной занятости 10% и средней длительности сигналов 10 секунд прирост составляет 42% (с 12 суток до 17), а при занятости 20% - 60% (с 5 суток до 8). В случае, если априорная занятость принимает значения в диапазоне от 20% до 30% при средней продолжительности выхода в эфир менее 5 секунд различия становятся менее заметными. И напротив, при занятости более 40% и малой длительности сигналов экспоненциальное распределение сигналов обеспечивает необходимую точность за более короткий интервал наблюдения, нежели нормальное распределение.

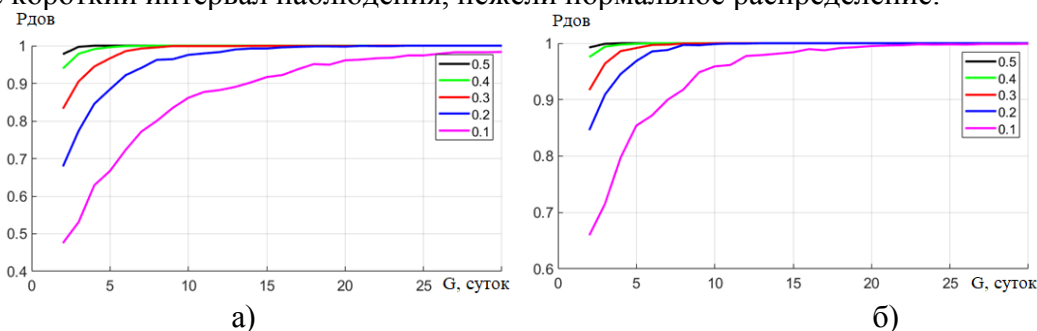


Рис. 5. Надежность измерений занятости при $T_R = 10$ секунд и большой длительности сигналов в эфире: а) $\tau = 10$ секунд, б) $\tau < T_R$.

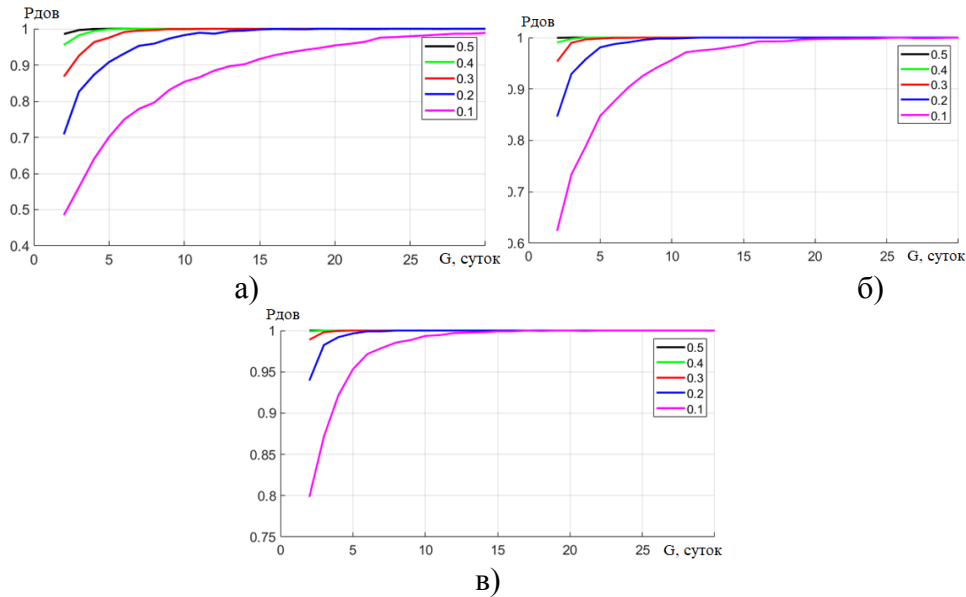


Рис. 6. Надежность измерений занятости при $T_R = 5$ секунд и большой длительности сигналов в эфире: а) $\tau = 10$ секунд, б) $\tau = 5$ секунда, в) $\tau < T_R$.

Аналогичная ситуация наблюдается и при интервале контроля состояния канала $T_R = 5$ секунд. При большой средней длительности сигналов и априорной занятости не более 30% рассматриваемая модель заметно эффективнее при анализе каналов с нормальным распределением. Так, например, при занятости 10% и средней длительности сигналов 10 секунд различие составляет 222% (9 суток против 20). При занятости 40% и 50% при экспоненциальном распределении сигналов требуемый интервал сбора данных меньше, чем при нормальном. Как и при предыдущих исследованиях самым неблагоприятным условием является занятость канала 10% при длительности сигналов 10 секунд. В данном случае сбор данных необходимо осуществлять 16 суток, что сопоставимо с результатами для случаев $T_R = 10$ секунда и $T_R = 5$ секунд, но все также значительно хуже (16 суток вместо 9) результатов аналогичного исследования при нормальном распределении. При занятости более 30% и продолжительности сигналов менее 1 секунды нормальное и экспоненциальное распределения показывают одинаковые результаты.

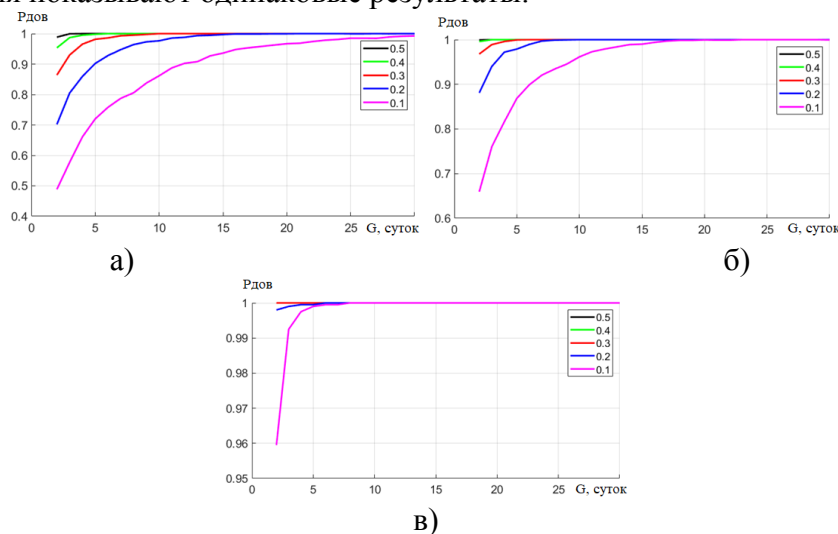


Рис. 7. Надежность измерений занятости при $T_R = 1$ секунда и большой длительности сигналов в эфире: а) $\tau = 10$ секунд, б) $\tau = 5$ секунда, в) $\tau < T_R$.

5. АНАЛИЗ СЛАБО ЗАНЯТЫХ КАНАЛОВ

Особенный интерес представляет анализ радиоканалов с занятостью менее 10%, так как в данном случае даже на большом интервале времени будет накапливаться маленькая выборка сигналов, что приведет к статистической неустойчивости результатов.

В качестве примера ниже на рисунке 8 представлены расчеты надежности оценки занятости радиоканала при различных вариациях средней длительности сигналов и малой занятости канала, равной 1%. Для темпа сбора данных было выбрано среднее из исследуемых выше значение $T_R = 5$ секунд.

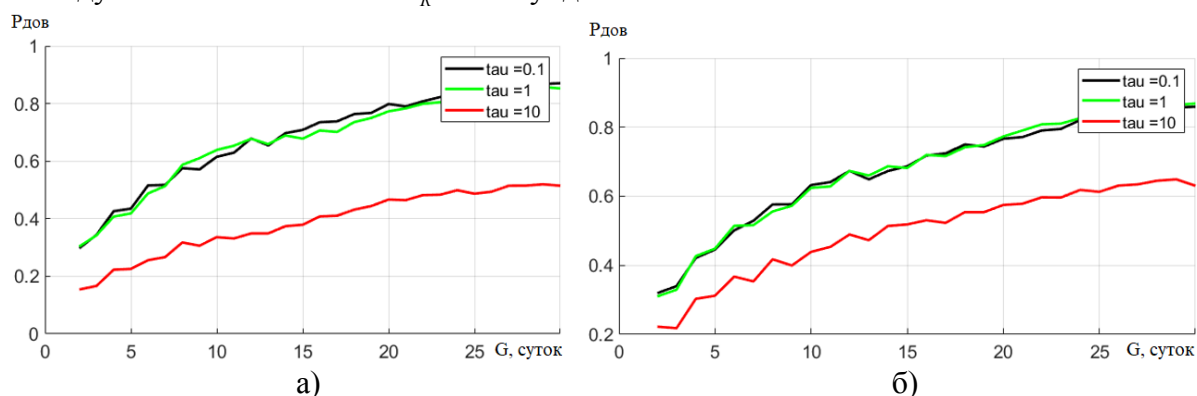


Рис. 8. Надежность измерений занятости при $T_R = 5$ секунда и $SO = 1\%$:

а) экспоненциальное распределение сигналов, б) нормальное распределение сигналов.

Как видно, при столь малой занятости радиоканала предложенный алгоритм оценки занятости не может обеспечить приемлемое качество оценки даже при достаточно продолжительном интервале сбора данных, причем как при нормальном, так и при экспоненциальном распределении сигналов в канале. Результаты других экспериментов при различных длительностях сигналов и низкой занятости представлены в таблице 1. В представленной таблице знаком “-” обозначены случаи, при которых невозможно осуществить надежную оценку занятости радиоканала в оптимальные сроки наблюдения. Представленная модель обеспечивает надежную оценку состояния радиоканала при наличии в них импульсных сигналов и занятости $SO > 5\%$ за оптимальное время сбора данных (до 10 суток). В случае наличия сигналов продолжительной длительности время накопления увеличивается в разы и достигает недопустимых значений. Занятость $SO < 3\%$ не допускает качественной оценки занятости радиоканала вне зависимости от характера сигнала.

Таблица 1. Время сбора данных при занятости канала $SO < 10\%$:

$SO, \%$	tau, сек				
	0,01	0,1	1	10	20
1	-	-	-	-	-
2	23	23	23	-	-
3	18	17	17	-	-
5	10	7	7	25	-
10	5	4	4	15	30

Таким образом, радиоканалы с занятостью $SO < 10\%$ являются “слабым” местом предложенной модели анализа занятости радиочастотного спектра и требуют ее соответствующих доработок.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенный анализ устанавливает возможность обеспечения высокой надежности оценки занятости радиочастотных каналов циклостационарной моделью при априорной занятости $SO = 10...50\%$ как при относительно постоянной продолжительности выходов в эфир, так и при их экспоненциальном распределении.

Установлено, что при нормальном распределении сигналов в канале с занятостью $SO > 10\%$ максимальное время сбора данных, обеспечивающее доверительную вероятность $P_{\text{дов}} = 95\%$, составляет 12 суток. При экспоненциальном распределении сигналов – 20 суток. В случае занятости канала $SO > 30\%$ среднее время сбора данных составляет 2 суток как при нормальном, так и при экспоненциальном распределении.

При экспоненциальном распределении длительностей сигналов наблюдается общая тенденция увеличения минимального интервала интегрирования, необходимого для обеспечения требуемой надежности оценки занятости. Таким образом, в каналах с более стабильной продолжительностью сигналов (с нормальным распределением) проще обеспечить высокую достоверность измерений занятости, чем в каналах с существенной вариацией длительности выходов в эфир (с экспоненциальным распределением).

С уменьшением средней продолжительности сигналов τ уменьшается необходимое время сбора данных. Однако, при выполнении условия $\tau = T_R$ дальнейшее уменьшение τ никак не влияет на результаты расчета. Это объясняется тем, что при выполнении условия $\tau \leq T_R$ каждый сигнал будет представлен при оценивании занятости не более чем одной выборкой.

Для удовлетворения требуемой надежности оценки состояния радиоканала с занятостью $SO < 10\%$ предлагаемая модель требует внесения определенных корректировок, что будет являться целью дальнейших исследований

ЛИТЕРАТУРА

1. Spaulding A. D., Hagn G. H. On the definition and estimation of Spectrum Occupancy // IEEE Trans. On EMC, 1977, Vol. EMC-19, No. 3. - Pp. 269–280.
2. Токарев А.Б., Останков А.В., Полев В.Ю. Методика измерения занятости радиочастотного спектра, изменяющейся в соответствии с суточным циклом // Труды учебных заведений связи, 2024, Т.10, No 5. - С. 43-49.
3. Handbook. Spectrum monitoring. Switzerland, Geneva 2011.

REFERENCES

1. Spaulding A. D., Hagn G. H. On the definition and estimation of Spectrum Occupancy // IEEE Trans. On EMC, 1977, Vol. EMC-19, No. 3. - Pp. 269–280.
2. Tokarev A.B., Ostankov A.V., Polev V.Yu. The measuring the occupancy method of the radio frequency spectrum, varying according to the daily cycle // Proceedings of telecommunication universities, 2024, Vol. 10, No 5. - Pp. 43-49.
3. Handbook. Spectrum monitoring. Switzerland, Geneva 2011.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВИДА КОДИРОВАНИЯ НА ТОЧНОСТЬ ПЕРЕДАВАЕМЫХ ПО ЦИФРОВЫМ КАНАЛАМ СВЯЗИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПРИ НАЛИЧИИ В НИХ БИТОВЫХ ОШИБОК

М.В. Васьковский, Ю.Е. Пелевина, Ю.В. Петров

Балтийский государственный технический университет «ВОЕНМЕХ» имени Д.Ф. Устинова (БГТУ «ВОЕНМЕХ»), Санкт-Петербург, РФ

Аннотация. В данной работе рассматривается проблема повышения достоверности информации, передаваемой по каналам связи, в условиях воздействия помех. Особое внимание уделено анализу влияния различных методов кодирования на точность передаваемых данных. Проведено исследование бинарного кодирования и кодирования кодом Грея, с оценкой дисперсии распределения ошибок. Установлено, что код Грея демонстрирует больший разброс значений ошибок по сравнению с бинарным кодированием. Для количественной оценки влияния ошибок использовались второй начальный момент и генеральная дисперсия. Полученные результаты позволяют учитывать особенности распределения ошибок при передаче данных, что особенно актуально для БПЛА, передающих радиолокационные и оптические изображения.

Ключевые слова: передача данных, достоверность информации, ошибки в канале связи, бинарное кодирование, код Грея, дисперсия ошибок, беспилотные летательные аппараты.

STUDY OF THE INFLUENCE OF CODING METHODS ON THE ACCURACY OF DIGITALLY TRANSMITTED IMAGES IN THE PRESENCE OF BIT ERRORS

M.V. Vaskovsky, Y.E. Pelevina, Y.V. Petrov

«VOENMEH» named after D.F. Ustinov, St. Petersburg, Russia

Abstract. This paper addresses the problem of improving the reliability of information transmitted over communication channels under the influence of interference. Special attention is given to analyzing the impact of different coding methods on the accuracy of transmitted data. A study was conducted on binary coding and Gray code, with an assessment of error distribution variance. It was found that Gray code exhibits a greater spread of error values compared to binary coding. To quantitatively assess the impact of errors, the second raw moment and the general variance were used. The obtained results allow for consideration of error distribution characteristics during data transmission, which is particularly relevant for UAVs transmitting radar and optical images.

Keywords: data transmission, error-correcting coding, information reliability, channel errors, binary coding, Gray code, error variance, unmanned aerial vehicles.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время беспилотные летательные аппараты (БПЛА) находят широкое применение в различных сферах: от развлечений и сельского хозяйства до безопасности и научных исследований. Независимо от области использования, все БПЛА объединяет наличие канала связи, через который передается информация. Однако при передаче данных неизбежно возникают искажения, вызванные как

естественными, так и искусственными (умышленными) помехами. Для компенсации этих искажений применяются различные методы кодирования.

В данной работе рассматривается вопрос повышения достоверности информации, передаваемой по каналам связи, с учетом влияния ошибок. Особое внимание уделяется задачам, связанным с передачей и обработкой данных в условиях помех, что особенно актуально для систем, использующих БПЛА в сфере обнаружения, измерения и навигации.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Существуют различные методы помехоустойчивого кодирования, направленные на снижение вероятности ошибок при передаче. Однако полностью исключить их не удастся, и даже при использовании надежных кодов возможны искажения данных. Проблема заключается в том, что разные ошибки могут оказывать различное влияние на интерпретацию переданного сообщения. Например, при передаче восьмибитного бинарного числа ошибка в младшем разряде приведет к изменению значения на единицу в десятичной системе, тогда как ошибка в старшем разряде изменит значение на 128, что значительно сильнее влияет на конечный результат.

Существующие методы борьбы с ошибками, такие как повторная передача, увеличение мощности сигнала и использование более сложных кодов, не учитывают содержимое передаваемой информации. Однако в ряде задач, особенно связанных с передачей радиолокационных и оптических изображений, критически важно минимизировать влияние ошибок на восприятие передаваемых данных.

В данной работе проведено исследование методов кодирования, которые учитывают особенности распределения яркости в изображениях. Это позволит уменьшить влияние ошибок при передаче, улучшив достоверность информации даже при наличии помех в канале связи.

Поскольку в работе предполагается моделирование различных вариантов данных для оценки влияния ошибок, используется генеральная дисперсия. Она позволяет определить степень разброса значений относительно среднего, что дает более полное представление о вариативности ошибок и их влиянии на достоверность передаваемой информации.

$$D_{\text{ош}} = \frac{1}{t \cdot 2^p} \cdot \sum_{i=1}^{2^p} \sum_{j=1}^t (\Delta_{\text{ош}i} - M_{\text{ош}}^j)^2, \quad (1)$$

$$M_{\text{ош}} = \frac{1}{t \cdot 2^p} \cdot \sum_{i=1}^{2^p} \sum_{j=1}^t \Delta_{\text{ош}i}^j, \quad (2)$$

где p – количество разрядов в слове ($p = 4$), t – количество вариантов положения ошибки ($t = 4$ для однократной и $t = 6$ для двукратной ошибки), $\Delta_{\text{ош}i}$ – значения ошибок, i – значение информации (от 1 до 16), j – номер ошибочного разряда (от 1 до 4).

3. АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ РАЗЛИЧНЫХ МЕТОДОВ КОДИРОВАНИЯ НА ТОЧНОСТЬ ПЕРЕДАВАЕМОЙ ИНФОРМАЦИИ ПРИ РАВНОВЕРОЯТНОМ РАСПРЕДЕЛЕНИИ

В рамках исследования был проведен анализ влияния различных методов кодирования на точность передаваемой информации при равновероятном распределении значений передаваемой информации. На первом этапе эксперимента было принято допущение о равновероятном появлении значений полезной информации, а также об однократных ошибках в каждом бите в 16-ти словах (4 разряда). Затем выполнен обратный перевод в десятичную систему счисления и проведен анализ полученных ошибок Δ_i для оценки их распределения и влияния на конечные данные.

Как видно из таблицы 1, в случае бинарного кодирования (при однократных ошибках) дисперсия распределения ошибок составляет $D_{\text{бин1}} = 21,25$. Частота

появления ошибок в полезной информации представлена в виде столбчатой диаграммы (рисунок 1).

Таблица 1. Значения ошибок в полезной информации при разных видах кодирования

i10	Бинарный код, i2	При ошибке в первом разряде, iош2	iош10	Δош	i10	Код Грея, i2	При ошибке в первом разряде, iош2	iош10	Δош
0	0000	0001	1	1	0	0000	0001	1	1
1	0001	0000	0	-1	1	0001	0000	0	-1
2	0010	0011	3	1	2	0011	0010	3	1
3	0011	0010	2	-1	3	0010	0011	2	-1
4	0100	0101	5	1	4	0110	0111	5	1
5	0101	0100	4	-1	5	0111	0110	4	-1
6	0110	0111	7	1	6	0101	0100	7	1
7	0111	0110	6	-1	7	0100	0101	6	-1
8	1000	1001	9	1	8	1100	1101	9	1
9	1001	1000	8	-1	9	1101	1100	8	-1
10	1010	1011	11	1	10	1111	1110	11	1
11	1011	1010	10	-1	11	1110	1111	10	-1
12	1100	1101	13	1	12	1010	1011	13	1
13	1101	1100	12	-1	13	1011	1010	12	-1
14	1110	1111	15	1	14	1001	1000	15	1
15	1111	1110	14	-1	15	1000	1001	14	-1

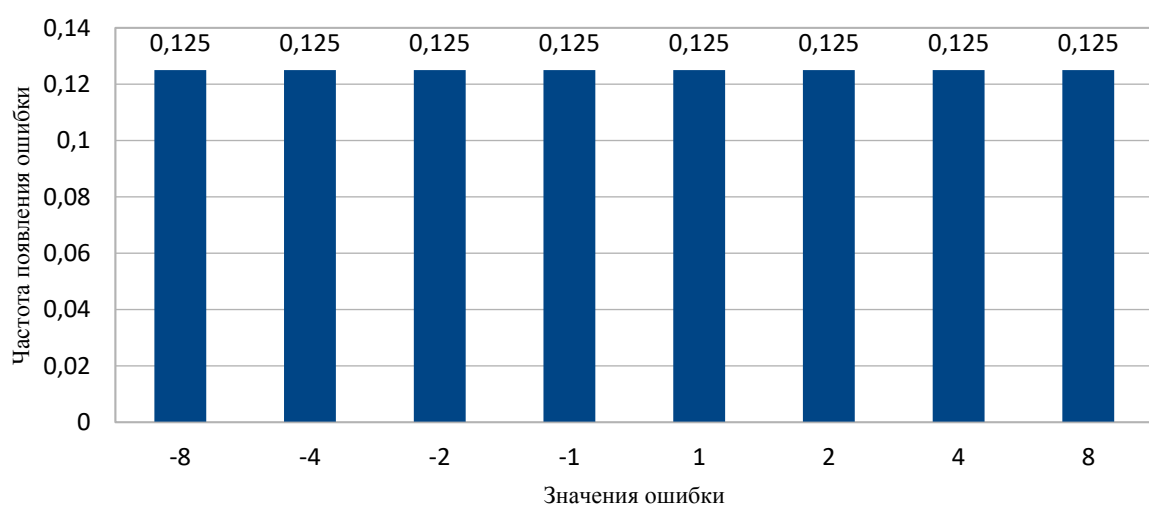


Рис. 1. Гистограмма частоты появления однократных ошибок в полезной информации при бинарном кодировании

При использовании кодирования кодом Грея (также при однократных ошибках) дисперсия распределения ошибок увеличилась до $D_{\text{Грей1}} = 28$. Разброс значений ошибок оказался более значительным по сравнению с бинарным кодированием.

Кроме того, гистограмма на рисунке 2 демонстрирует неравномерное распределение, что свидетельствует об особенности влияния данного метода кодирования на точность передаваемых данных.

Для наглядного сравнения гистограммы оценок дисперсий ошибок для каждого закодированного значения полезной информации при двух видах кодирования приведены на рисунке 3.

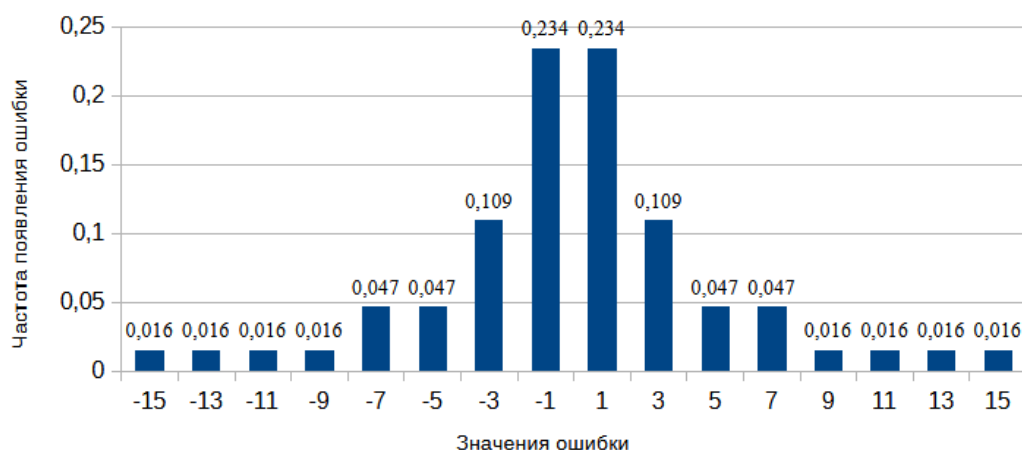


Рис. 2. Гистограмма частоты появления однократных ошибок в полезной информации при кодировании кодом Грея

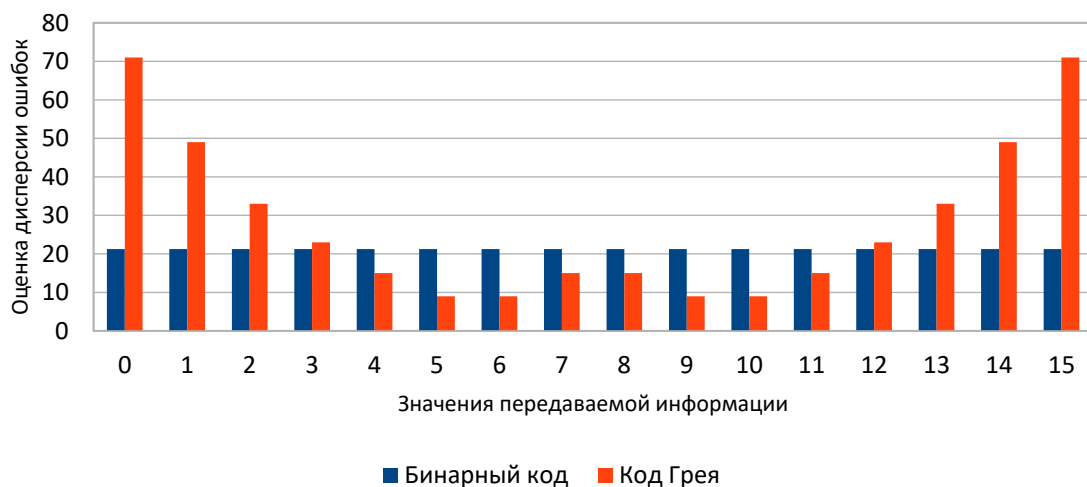


Рис. 3. Совместная гистограмма дисперсий ошибок полезной информации для случая однократных ошибок

4. АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ РАЗЛИЧНЫХ МЕТОДОВ КОДИРОВАНИЯ НА ТОЧНОСТЬ ПЕРЕДАВАЕМОЙ ИНФОРМАЦИИ ПРИ НЕРАВНОВЕРЯТНОМ РАСПРЕДЕЛЕНИИ

Для проведения анализа были выбраны несколько радиолокационных и тепловизионных изображений с разрешением 300×300 пикселей. Обработка изображений и построение их яркостных гистограмм осуществлялись в среде MATLAB. Выбор данного инструмента обусловлен его широкими возможностями в области цифровой обработки изображений, а также наличием встроенных функций для анализа гистограмм и работы с различными форматами изображений.

Для примера ниже приведены по одному радиолокационному и тепловизионному изображению. Для каждого изображения построены гистограммы распределения яркости, на которых по оси абсцисс представлены значения яркости от 0 до 255, сгруппированные по 16 уровней, а по оси ординат — частота появления пикселей соответствующей яркости.

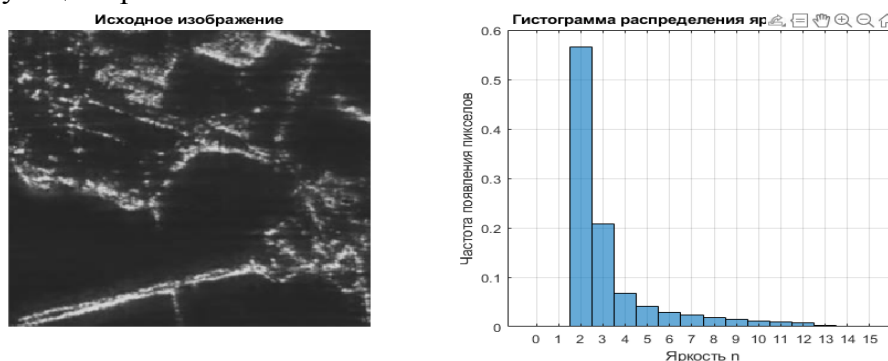


Рис. 4. Изображение №1 и её гистограмма распределения яркостей

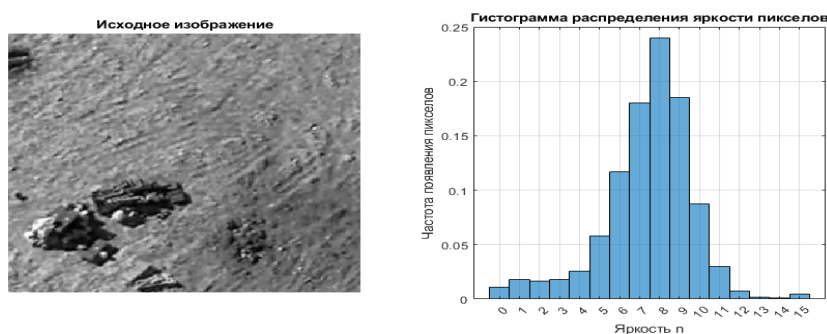


Рис. 5. Изображение №2 и её гистограмма распределения яркостей

Стоит отметить, что в тепловизионных изображениях чаще всего встречаются пиксели со средними значениями яркости, что обусловлено особенностями распределения температурных градиентов. В радиолокационных изображениях, напротив, преобладают пиксели с малой яркостью, что связано с характером отражения радиоволн от различных объектов. По яркостным гистограммам видно, что распределение интенсивности пикселей в радиолокационных изображениях преимущественно соответствует релеевскому закону. Темные оттенки характерны для областей с высокой степенью переотражения, таких как водные поверхности, поля и лесные массивы, в то время как более светлые оттенки наблюдаются в зонах с высокой радиолокационной контрастностью, например, на границах лесов, автодорогах и линиях электропередач.

Следующим шагом были рассчитаны дисперсии ошибок для каждого значения яркости или интенсивности с учетом частоты появления пикселей каждой яркости в выбранных изображениях и построены соответствующие гистограммы.

В радиолокационных изображениях наибольшую вероятность появления имеют значения яркости от 1 до 4, то есть 75% диапазона почти не используется. Изображения такого типа имеют примерно релеевское распределение яркости. Средние значения дисперсий для таких изображений при кодировании кодом Грея (1,92) будут проигрывать ситуации с бинарным кодированием (1,33), ведь значения дисперсии ошибок на малых значениях яркости при кодировании кодом Грея более, чем в два раза, превышают значения дисперсий ошибок при бинарном кодировании.

В тепловизионных изображениях гистограмма яркости более широкая, чем в РЛИ. Соответственно, значения дисперсии ошибок каждого из закодированного значения яркости меньше, чем в радиолокационных изображениях. В изображении наиболее вероятны средние значения яркостей. Например, для изображения №2 вероятность появления значений яркости от 5 до 13 составляет 0,96. При этом дисперсия ошибок для значений 9, 10 при кодировании кодом Грея почти в два раза меньше, чем при бинарном кодировании. Средние значения дисперсий при кодировании кодом Грея меньше единицы (0,90), что в свою очередь, примерно в полтора раза меньше, чем при бинарном кодировании (1,33).

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенное исследование показало, что выбор метода кодирования оказывает влияние на точность передаваемой информации в условиях наличия ошибок в канале связи. Анализ бинарного кодирования и кодирования кодом Грея позволил выявить, что различия в структуре кодов приводят к разной степени искажения данных при возникновении ошибок..

Для передачи радиолокационных изображений предпочтительным является использование бинарного кодирования информации, так как средние значения дисперсий при бинарном кодировании меньше по сравнению с кодированием кодом Грея. Для передачи изображений ИК-диапазона лучше использовать кодирование кодом Грея, которое отличается малыми значениями дисперсий ошибок на медианных и околосредних яркостях по сравнению с бинарным кодированием.

Процесс нормировки яркостей радиолокационных изображений позволит предотвратить сливание с черным слаборазличимых яркостей малых значений и использовать кодирование кодом Грея для уменьшения разброса ошибок информации. Но нормирование яркостей изображения требует высокой производительности вычислителей, что делает процесс обработки изображения более ресурсозатратным

Перспективным направлением дальнейших исследований является разработка методов кодирования, адаптированных к особенностям передаваемых данных, например, для радиолокационных и оптических изображений. Это позволит минимизировать влияние ошибок и повысить достоверность передаваемой информации в системах связи, использующих БПЛА и другие устройства передачи данных в сложных условиях.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (НИР «Разработка и исследование методов управления группами автономных беспилотных летательных аппаратов на основе перспективных систем информационного обеспечения и взаимодействия между отдельными аппаратами в группе», FZWF-2024-0002).

ЛИТЕРАТУРА

1. Доросинский Л.Г., Виноградова Н.С., Иванов О.Ю. Обработка радиолокационных изображений. // Издательский дом Академии, 2021. – 150
2. Сергунов А.А. Методы коррекции неравномерности чувствительности инфракрасных матричных фотоприемников. // Известия вузов. Приборостроение, 2009, Т. 52, № 8. – С. 38-45.
3. Коваленко К.Ю. Обзор методов помехоустойчивого кодирования данных. // Научный альманах, 2023, № 5. – С. 123-130.

4. Сафронов В.В. Способы кодирования данных для их передачи по каналу связи. // Телекоммуникации, 2004, № 8. – С. 45-53
5. Киричук В.С. Методы обработки сигналов и изображений в условиях помех. // Автометрия, 1998, № 3. – С. 17-25.
6. Пиза Д.М. Повышение эффективности пространственно-временной обработки радиолокационных сигналов в условиях воздействия комбинированных помех. // Радиотехника, 2020, Т. 80, № 5. – С. 40-50.
7. Белоусов Ю.И. Аппаратная реализация алгоритмов цифровой обработки изображений в оптико-электронных системах. // Вестник ИРЭ РАН, 2015, Т. 60, № 4. – С. 50-60.
8. Боев Н.М. Анализ радиолиний связи с беспилотными летательными аппаратами // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. академика М.Ф. Решетнева. Красноярск. 2012. с. 30-36.
9. Боев Н.М., Шаршавин П.В., Нигруца И.В. Построение систем связи беспилотных летательных аппаратов для передачи информации на большие расстояния // Известия ЮФУ. Технические науки, 2014., с 5-17.
10. Полынкин А.В. Исследование характеристик радиоканала связи с беспилотными летательными аппаратами // Известия ТулГУ. Технические науки. 2013. Вып.7., Ч.2. 10с.
11. Слюсар В., Радиолинии связи с БПЛА. Примеры реализации. // ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2010, №3, с. 55-60.

REFERENCE

1. Dorosinsky L.G., Vinogradova N.S., Ivanov O.Yu. Processing of Radar Images. // Publishing House of the Academy, 2021. – 150 p.
2. Sergunov A.A. Methods for Correcting Nonuniform Sensitivity of Infrared Matrix Photodetectors. // Izvestiya VUZov. Instrument Engineering, 2009, Vol. 52, No. 8. – P. 38-45.
3. Kovalenko K.Yu. Review of Methods for Error-Resistant Data Coding. // Scientific Almanac, 2023, No. 5. – P. 123-130.
4. Safronov V.V. Methods of Data Encoding for Transmission over a Communication Channel. // Telecommunications, 2004, No. 8. – P. 45-53.
5. Kirichuk V.S. Methods for Processing Signals and Images under Interference Conditions. // Avtometriya, 1998, No. 3. – P. 17-25.
6. Piza D.M. Improving the Efficiency of Space-Time Processing of Radar Signals under Combined Interference Conditions. // Radiotekhnika, 2020, Vol. 80, No. 5. – P. 40-50.
7. Belousov Yu.I. Hardware Implementation of Digital Image Processing Algorithms in Optoelectronic Systems. // Bulletin of the IRE RAS, 2015, Vol. 60, No. 4. – P. 50-60.
8. Боев Н.М. Анализ радиолиний связи с беспилотными летательными аппаратами // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. академика М.Ф. Решетнева. Красноярск. 2012. с. 30-36.
9. Боев Н.М., Шаршавин П.В., Нигруца И.В. Построение систем связи беспилотных летательных аппаратов для передачи информации на большие расстояния // Известия ЮФУ. Технические науки, 2014., с 5-17.
10. Полынкин А.В. Исследование характеристик радиоканала связи с беспилотными летательными аппаратами // Известия ТулГУ. Технические науки. 2013. Вып.7., Ч.2.10с.
11. Слюсар В., Радиолинии связи с БПЛА. Примеры реализации. // ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2010, №3, с. 55-60.

ВЛИЯНИЕ ОШИБОК ОБУЧЕНИЯ АДАПТИВНОГО ЭКВАЛАЙЗЕРА НА КАЧЕСТВО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ПРИНИМАЕМОГО РАДИОСИГНАЛА

Д. В. Мокринский, В. Е. Тоискин, И. А. Бодров

Филиал Военной академии Ракетных войск Стратегического назначения имени
Петра Великого, г. Серпухов Московской области, Российская Федерация

Аннотация. В статье приведены результаты моделирования, которые позволяют качественно и количественно охарактеризовать влияние ошибок обучения адаптивного эквалайзера на вероятность битовой ошибки при передаче данных по радиоканалам с различной помеховой обстановкой. Показано различие влияния искажений на обучающую и информационную последовательности пакета передачи данных, оценены пределы воздействий, при которых реализуется детектирование принимаемого сигнала без критического ухудшения качества.

Ключевые слова: нестационарность, радиоканал, адаптивный фильтр, подсистема адаптивной фильтрации, весовые коэффициенты, вероятность битовой ошибки, имитационная модель.

INFLUENCE OF ADAPTIVE EQUALIZER TRAINING ERRORS ON THE QUALITY OF RECEIVED RADIO SIGNAL DETECTION

D. V. Mokrinskiy, V.E.Toiskin, I. A. Bodrov

Branch of the Military Academy of the Rocket Forces of the Strategic Designation of the name
of Peter the Great, Serpukhov, Moscow Region, Russian Federation

Abstract. The article presents the results of modeling that allow us to qualitatively and quantitatively characterize the influence of adaptive equalizer training errors on the probability of bit error when transmitting data over radio channels with different interference conditions. The difference in the influence of distortions on the training and information sequences of a data transmission packet is shown, and the limits of influences at which detection of the received signal is realized without critical deterioration in quality are estimated.

Keywords: non-stationarity, radio channel, adaptive filter, adaptive filtering subsystem, weighting coefficients, bit error probability, simulation model.

1. ВВЕДЕНИЕ

Адаптивная обработка сигналов – это передовая область современной цифровой обработки сигналов. Отдельным направлением развития теории и практики адаптивной обработки сигналов является обработка нестационарных во времени радиосигналов [1,2]. Современная теория и практика адаптивной фильтрации нестационарных во времени сигналов основывается на обеспечении возможности приближения характеристик приема к теоретически достижимым за счет корректного подбора длительностей передачи информационной и обучающей частей передаваемого пакета данных, обеспечивая (на указанных длительностях) квазистационарный режим работы. Однако, данный подход не учитывает возможность внесения дополнительных кратковременных мультипликативных искажений в обучающую последовательность при распространении радиосигнала в пространстве [1,2]. Наличие дополнительных

искажений может быть обусловлено как неверным подбором длительностей передачи информационной и обучающих частей пакета передачи данных, так и непрогнозируемым наличием различного рода помех на пути распространения радиосигнала (например, быстрых замираний для декаметрового канала связи). Следствием этого является то, что настройка весовых коэффициентов цифрового адаптивного фильтра по искаженной (частично искаженной) обучающей последовательности, может существенно повлиять на качество обработки информационной части пакета, из-за неверно рассчитанной амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) канала связи на времени условной квазистационарности [3-5]. В данной статье будет дана численная оценка ухудшения характеристики приема, при искажениях, которые характеризуются постоянным мультипликативным множителем, воздействующим как на обучающую часть пакета передачи данных, так и на его информационную часть.

2. ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ

Для оценки влияния ошибок обучения адаптивного эквалайзера на качество детектирования принимаемого радиосигнала была разработана имитационная модель, функциональная схема которой представлена на рисунке 1.

Имитационная модель была разработана в среде визуально-ориентированного программирования Simulink (пакета MatLab) и состоит из совокупности блоков, моделирующих передающую часть канала связи; совокупности блоков, моделирующих непосредственно линию связи с имитатором искажений и совокупности блоков, моделирующих приемную часть канала связи.

Передающая часть включает в себя генератор информационной последовательности и генератор обучающей последовательности, которые соединены с формирователем пакета данных. Формирователь пакета данных принимая битовые последовательности от указанных генераторов, на выходе формирует пакеты передачи данных, состоящих из поочередно следующих друг за другом обучающих и информационных битовых последовательностей. Указанные пакеты передачи данных подаются на QPSK модулятор, который формирует на выходе комплексные отчеты низкочастотного передаваемого сигнала. Сформированные комплексные отчеты попадают в линию связи, где подвергаются типовым (для декаметрового радиоканала связи) помехам, а именно: воздействию аддитивного белого гауссовского шума и воздействию мультипликативных помех в виде искусственно созданной многолучевости с медленными замираниями радиосигнала. При этом скорость изменения фазы (частоты) сформированных лучей выбирается таким образом, чтобы время стационарности радиоканала было существенно выше времени передачи одного пакета информации, состоящего из одной обучающей и одной информационной частей. Далее передаваемая комплексная последовательность попадает на имитатор искажений, в котором отсчеты разделяются на обучающую и информационную последовательности. Указанное разделение выполняется для того, чтобы у пользователя присутствовала возможность вносить искажения в указанные последовательности независимо друг от друга. Для каждой из последовательностей реализован собственный перемножить который позволяет осуществить мультипликативное групповое воздействие на выбранную последовательность посредством задаваемого пользователем множителя. При этом под мультипликативным групповым искажением понимается постоянное воздействие задаваемого множителя на всю (все) последовательность (обучающую и/или информационную).

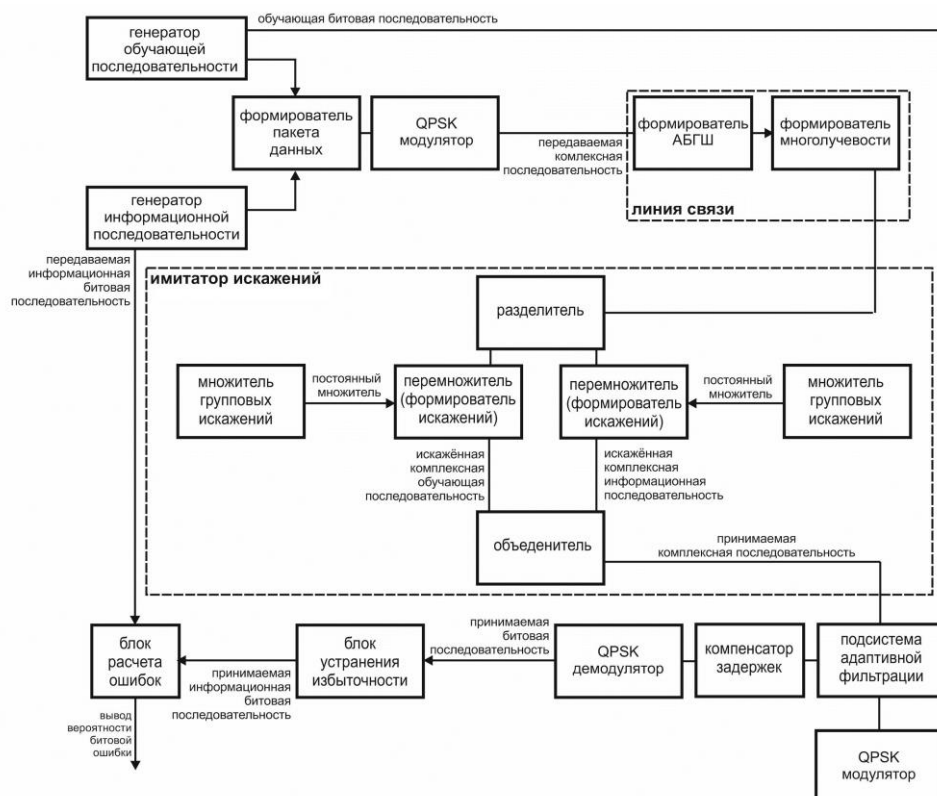


Рис. 1. Функциональная схема имитационной модели

После всех указанных типов воздействий обучающая и информационная последовательности снова объединяются, следуя друг за другом в изначальном порядке. На приёмной стороне комплексные отчеты подаются на первый вход подсистемы адаптивной фильтрации (ПАФ), на второй вход ПАФ подается априорно известная обучающая комплексная последовательность, искусственно формируемая QPSK модулятором вход которого соединен с генератором обучающей последовательности. С выхода ПАФ последовательность обработанных комплексных отсчетов через компенсатор задержек (вызванных наличием цифровых фильтров) подается на QPSK демодулятор, после чего в блоке устранения избыточности удаляются обучающие части пакета передачи данных. Таким образом на блок расчета ошибок с одной стороны подается передаваемая информационная битовая последовательность, с другой стороны принятая информационная битовая последовательность. На основе сравнения между собой двух указанных битовых последовательностей рассчитывается вероятность битовой ошибки.

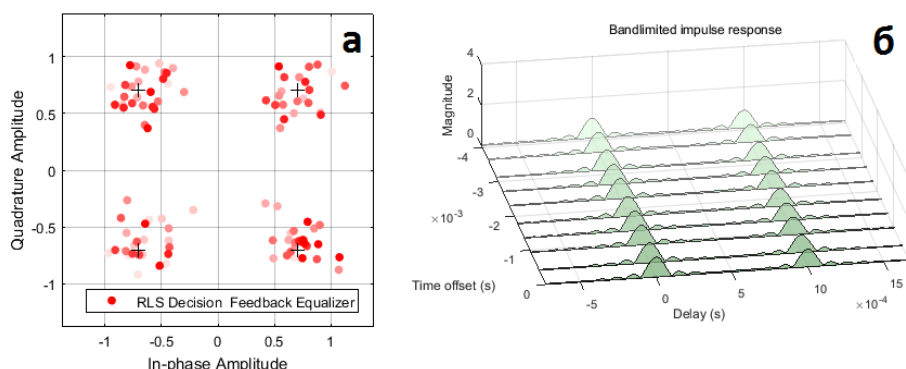


Рис. 2. Используемые в модели характеристики канала связи и тип модуляции (а – фазовое созвездие для QPSK модуляции; б – модель двухлучевого канала связи)

Имитационное моделирование проводилось при следующих заданных характеристиках модели:

- количество передаваемых информационных бит информации – 5×10^4 ;
- избыточность (количество передаваемых обучающих бит информации) – 5×10^4 ;
- структура пакета передачи данных 40 информационных бит и 40 обучающих бит;
- скорость передачи – 9600 бит/с;
- тип модуляции – QPSK (расположение точек фазового созвездия в соответствии с кодировкой Грея) (рисунок 2а);
- мультипликативные помехи: 2 луча распространения с задержкой 10^{-3} с.; один из лучей имеет ослаблений на 3Дб (рисунок 2б); максимальное отклонение частоты 0,5 Гц; тип канала – Райсовский;
- тип эквалайзера – RLS с обратной связью по решению; порядок адаптивного фильтра – 20.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Серия численных экспериментов проводилась при различных значениях множителя группового ослабления (усиления):

- отдельно для обучающей последовательности (рисунок 3, графики а);
- отдельно для информационной последовательности (рисунок 3, графики б);
- одновременно для двух последовательностей (рисунок 3, графики с).

Проводился расчет характеристик приема (вероятности битовой ошибки) при значениях множителя от 0 до 3 с шагом 0,05 для канала связи без замираний при отношении сигнал/шум (ОСШ) 8 Дб. Очевидно, что значения множителя менее 1 будут характеризовать линейное ослабление сигнала; значение множителя равное 1 будет характеризовать отсутствие искажений; значение множителя более 1 будет характеризовать линейное усиление сигнала. Как следует из графика «с»: в случае синхронного линейного воздействия на обе передаваемые последовательности (информационную и обучающую) продолжает реализовываться квазистационарный режим работы системы связи. Общее усиление или ослабление никак не сказывается на характеристике приема. Однако при воздействии множителя только на одну из комплексных последовательностей, квазистационарность работы нарушается и начинают возникать нарастающие ошибки приема. Очевидно, что минимумы ошибок располагаются вблизи значения множителя равного единице, а при увеличении или уменьшении значения множителя происходит их возрастание. Важно отметить, что по результатам моделирования наблюдаются качественные отличия графиков обучающей и информационной последовательностей (между «а» и «б»). Так для информационной последовательности наблюдается критический спад характеристики приема на значениях множителя ослабления от 0,25 до 0,6; режим относительно стабильной работы (с вероятностью битовой ошибки менее 10^{-2}) от 0,6 до 2,5; и дальнейшее плавное ухудшение характеристики по закону близкому к линейному. Для обучающей последовательности наблюдается существенно иная картина: критический спад характеристики приема на значениях множителя ослабления от 0,05 до 0,3; режим относительно стабильной работы (с вероятностью битовой ошибки менее 10^{-2}) от 0,3 до 1,5 с крутыми скатами без ярко выраженного стабильного рабочего плато; и дальнейшее резкое ухудшение характеристики приема.

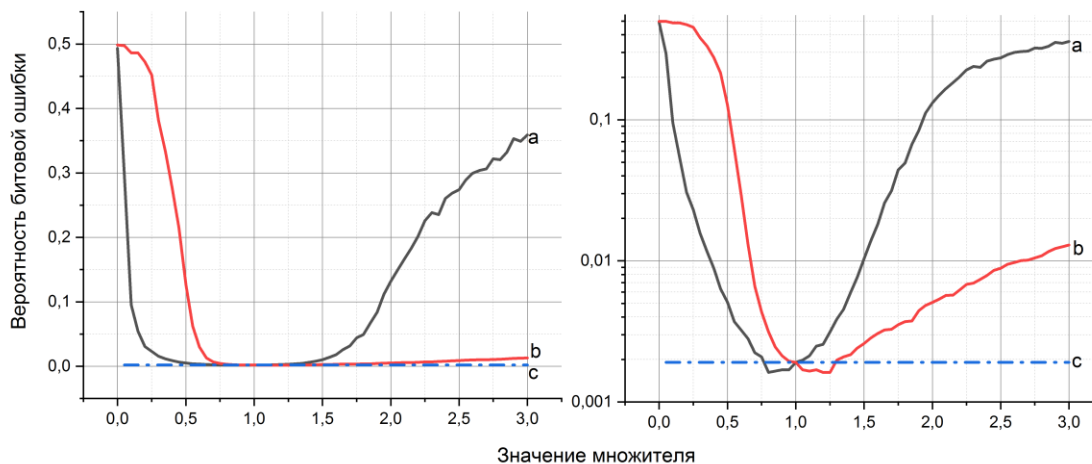


Рис. 3. Зависимость вероятности битовой ошибки от значения множителя ослабления/усиления (а – при воздействии на обучающую последовательность; б – при воздействии на информационную последовательность; с – при синхронном воздействии на обучающую и информационную последовательности)

Качественное отличие двух характеристик может быть объяснено тем, что они характеризуют два различных физических процесса. Так при внесении искажений только в информационную последовательность процесс обучения адаптивного эквалайзера происходит корректно, а рост вероятности битовой ошибки обоснован влиянием групповой мультипликативной помехи. При внесении искажений только в обучающую последовательность процесс обучения адаптивного эквалайзера происходит некорректно, неверным образом рассчитываются весовые коэффициенты цифрового фильтра для приема очередной информационной части пакета, вследствие чего формируется неверная АЧХ канала связи и происходит рост вероятности битовой ошибки информационной части пакета из-за некорректным образом подобранных весовых коэффициентов ПАФ.

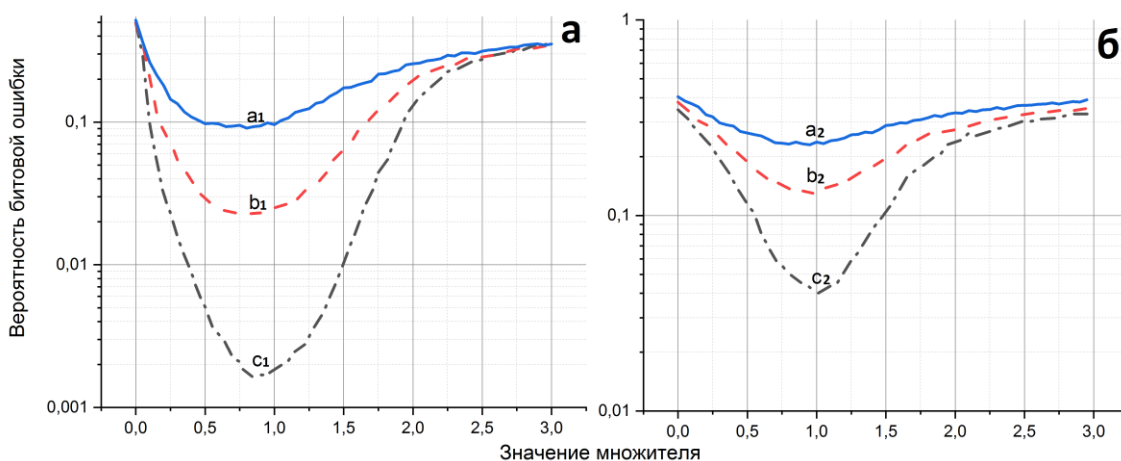


Рис. 4. Зависимость вероятности битовой ошибки от значения множителя ослабления/усиления для различных каналов связи (а – для канала связи без замираний; б - для двухлучевого канала связи с замираниями; а₁, а₂ – при ОСШ 8; б₁, б₂ – при ОСШ 5; с₁, с₂ – при ОСШ 2)

На рисунке 4 приведены графики вероятностей битовых ошибок при внесении искажений в обучающую часть пакета передачи данные для различных каналов и при

различном ОСШ. Как видно из результатов моделирования, качественная картина остаётся неизменной. Модель является крайне чувствительной к значению множителя группового ослабления (усиления) и наблюдается резкое ухудшение характеристики приема даже в относительно ближней зоне относительно единичного значения множителя.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведение численного моделирования показало существенное влияние ошибок обучения адаптивного эквалайзера на качество детектирования принимаемого радиосигнала. Показано, что при реализованном способе формирования ошибок (за счет множителя группового ослабления/усиления) характерно увеличение вероятности битовой ошибки на порядок при искажении отчетов обучающей последовательности на 50-60%.

Отдельно стоит отметить то, что общая картина ухудшения качества приема при искажении обучающей последовательности заметно отличается от графиков для информационной части пакета передачи данных. При искажении обучающей части - ухудшение характеристики приема происходит более резко, отсутствует ярко выраженное плато, которое позволило бы ослаблять/усиливать сигнал без серьезного изменения вероятности битовой ошибки. Важным отличием является и то, что устранить ошибки, вызванные воздействием на информационную часть пакета передачи данных, не представляется возможным, из-за отсутствия на приемной стороне дополнительных априорных сведений о передаваемых данных. При этом ошибки, вызванные воздействием на обучающую часть пакета передачи данных, являются следствием используемого метода адаптивной фильтрации и теоретически могут быть устранены или уменьшены за счет усовершенствования или модификации метода обработки сигнала.

Графики на рисунке 4 подтверждают отмеченную ранее тенденцию и позволяют сделать предположения, что подобная качественная характеристика характерна для каналов связи с различной помеховой обстановкой.

ЛИТЕРАТУРА

1. Djigan V. I. Lattice RLS for nonstationary signal processing // Radioengineering: Proceedings of Czech and Slovak Technical Universities and URSI Committers. 2006, Vol. 15. - №1. - P. 25-31.
2. Widrow B., McCool J. M., Larimore M. G., Johnson C. R. Stationary and nonstationary characteristics of the LMS adaptive filter // Proceedings of the IEEE. 1976, Vol. 64. №8. - P. 1151-1162.
3. Мокринский Д.В. Оценка и границы применимости адаптивных LMS и RMS эквалайзеров для протокола типа MIL-STD-188-110A // Новые информационные технологии в системах связи и управления. 2018, Тр. XVII Рос. НТК. – С. 34–38.
4. Мокринский Д. В., Тоискин В.Е., Кукреш В.А. Исследование компенсационных характеристик адаптивного RLS эквалайзера при работе с каналами связи с постоянным частотным сдвигом // Сборник трудов участников I Межведомственной научно-практической конференции «Телекоммуникации и кибербезопасность: специальные системы и технологии», 2019, Т. 2. – С. 219–222.
5. Мокринский Д. В., Лещинский А.В. Исследование алгоритмов сходимости адаптивных эквалайзеров в условиях непостоянства комплексного коэффициента передачи канала связи // Новые информационные технологии в системах связи и управления, 2021 Тр. XX Рос. Межведомственной НТК – С. 213–220.

REFERENCES

1. Djigan V. I. Lattice RLS for nonstationary signal processing // Radioengineering: Proceedings of Czech and Slovak Technical Universities and URSI Committers. 2006, Vol. 15. - №1. - P. 25-31.
2. Widrow B., McCool J. M., Larimore M. G., Johnson C. R. Stationary and nonstationary characteristics of the LMS adaptive filter // Proceedings of the IEEE. 1976, Vol. 64. №8. - P. 1151-1162.
3. Mokrinsky D.V. Evaluation and applicability limits of adaptive LMS and RMS equalizers for the MIL-STD-188-110A protocol // New information technologies in communication and control systems. 2018, Proceedings of the XVII Russian Scientific and Technical Conference. – P. 34–38.
4. 8. Mokrinsky D. V., Toiskin V. E., Kukresh V. A. Study of compensation characteristics of an adaptive RLS equalizer when working with communication channels with a constant frequency shift // Collection of works of participants of the I Interdepartmental Scientific and Practical Conference "Telecommunications and Cybersecurity: Special Systems and Technologies", 2019, Vol. 2. – P. 219–222
5. Mokrinsky D. V., Leshchinsky A. V. Study of convergence algorithms of adaptive equalizers under conditions of variability of the complex transmission coefficient of the communication channel // New information technologies in communication and control systems, 2021 Proc. XX Russian Interdepartmental Scientific and Technical Conference - P. 213-220.

ПРОБЛЕМА КАЧЕСТВА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ АДАПТИВНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ В УСЛОВИЯХ НАЛИЧИЯ НЕУСТРАНИМЫХ ОШИБОК ОБУЧЕНИЯ ДЛЯ НЕСТАЦИОНАРНОГО ВО ВРЕМЕНИ КАНАЛА СВЯЗИ

Д. В. Мокринский, В. Е. Тоискин, И. А. Бодров

Филиал Военной академии Ракетных войск Стратегического назначения имени Петра
Великого, г. Серпухов Московской области, Российская Федерация

Аннотация. В статье показаны основные математические подходы к адаптивной обработке сигналов для систем связи. Также описаны проблемы обработки нестационарных во времени сигналов, связанные с возможными искажениями передаваемой обучающей последовательности, и освещены возможные подходы для решения указанных проблем.

Ключевые слова: канал связи, адаптивная фильтрация, обучающая последовательность; адаптивный цифровой фильтр, обучающая последовательность.

THE PROBLEM OF THE QUALITY OF FUNCTIONING OF THE ADAPTIVE FILTERING SYSTEM IN THE CONDITIONS OF THE PRESENCE OF UNREMOVABLE TRAINING ERRORS FOR A TIME- UNSTATIONARY COMMUNICATION CHANNEL

D.V.Mokrinskiy, V.E. Toiskun, I.A. Bodrov

Branch of the Military Academy of the Rocket Forces of the Strategic Designation of the name
of Peter the Great, Serpukhov, Moscow Region, Russian Federation

Abstract. The article shows the main mathematical approaches to adaptive signal processing for communication systems. It also describes the problems of processing time-non-stationary signals associated with possible distortions of the transmitted training sequence, and highlights possible approaches to solving these problems.

Keywords: communication channel, adaptive filtering, training sequence; adaptive digital filter, training sequence.

1. ВВЕДЕНИЕ

Адаптивная обработка сигналов – это передовая область современной цифровой обработки сигналов (ЦОС, Digital Signal Processing, DSP). Основы адаптивной обработки сигналов были заложены в фундаментальных трудах [1-3] и основываются на байесовском подходе и марковской теории нелинейной фильтрации. Однако несмотря на развитую теорию, практическая реализация высокоэффективных адаптивных фильтров стала возможно только с повсеместным распространением и доступностью современных программных и программно-аппаратных вычислительных устройств. Сегодня адаптивные фильтры используются в современном электронном оборудовании [4], технические параметры которого зачастую невозможно достичь без таких фильтров. К такому оборудованию можно отнести и современные цифровые модемы, используемые в составе приемных комплексов связи для различных диапазонов длин радиоволн. В первую очередь подобные устройства используются в составе приёмных (приемо-передающих) комплексов специальной связи, работающих в ДКМВ диапазоне -

в связи с необходимостью бороться с различного рода замираниями, возникающими в канале связи. Задача оценки амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) канала связи на основании априорно известной обучающей последовательности относится к классу задач фильтрации, для которых параметры цифровых фильтров, нельзя определить заранее. В таких случаях необходимо использовать фильтры с изменяющимися параметрами. Адаптивный фильтр представляет собой такого рода фильтр с изменяемыми (настраиваемыми) параметрами, в качестве которых выступают весовые коэффициенты, вычисляемые в процессе работы фильтра [4].

2. ОСНОВНЫЕ ПОДХОДЫ К АДАПТИВНОЙ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ

Сегодня существует множество адаптивных устройств, основной составляющей которых является адаптивный фильтр. Применительно к системам связи - обобщённая схема включения адаптивного фильтра показана на рисунке 1.

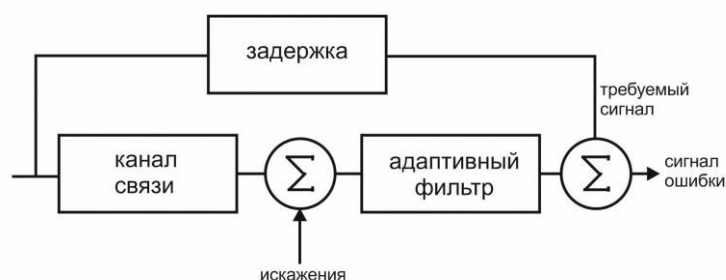


Рис. 1. Схема включения адаптивного фильтра в работу приемного комплекса

Адаптивная обработка сигналов основана на теории винеровской фильтрации. Фильтр Винера – это линейный сумматор (рисунок 2), весовые коэффициенты которого обеспечивают наименьшую среднеквадратическую ошибку между требуемым и выходным сигналами сумматора по сравнению с любыми другими значениями этих коэффициентов.

Задача расчета вектора оптимальных комплексных весовых коэффициентов адаптивного фильтра решается следующим образом [3,4]:

$$h_{N,0} = R_N^{-1} r_N, \quad (1)$$

где R_N^{-1} - обратная корреляционная матрица входных сигналов; r_N - вектор взаимной корреляции между входными сигналами и требуемым сигналом.

Уравнение (1) называется уравнением Виннера-Хопфа, вектор весовых коэффициентов определяемым данным уравнением называется оптимальным виннеровским решением, а фильтр с данными весовыми коэффициентами – оптимальным виннеровским фильтром.

Также известно аналитическое соотношение позволяющее найти минимальное значение среднеквадратичной ошибки функции.

$$\xi_{\min} = \sigma_d^2 - h_{N,0}^H R_N^{-1} r_N, \quad (2)$$

где σ_d^2 - дисперсия требуемого сигнала.

Наименьшая среднеквадратичная ошибка как функция весовых коэффициентов адаптивного фильтра представляет собой многомерный параболоид. Вычислительная сложность алгоритма поиска минимума этой функции обусловлена сложностью оценки корреляционной матрицы входных сигналов линейного сумматора и её обращения. Поэтому методы поиска этого минимума обычно используют более простые процедуры, а именно градиентные, основанные на алгоритмах Ньютона или наискорейшего спуска.

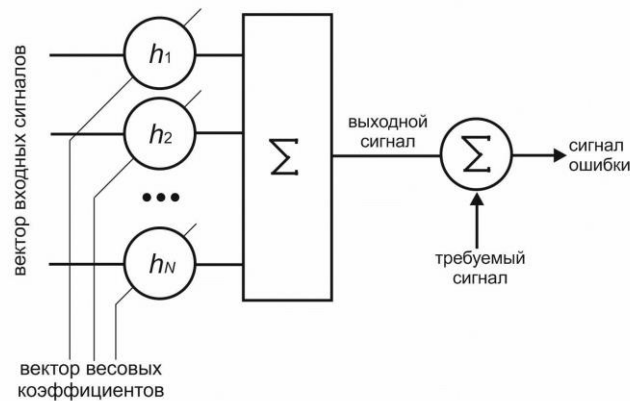


Рис. 2. Фильтр Виннера

На каждой итерации алгоритма Ньютона направление поиска минимума функции стоимости направлено точно на этот минимум. В алгоритме же наискорейшего спуска движение к минимуму осуществляется в направлениях, противоположных направлениям векторов градиента функции стоимости. Эти направления ортогональны касательным к линиям уровня.

На практике поиск (вычисление) весовых коэффициентов адаптивного фильтра часто выполняется с помощью упрощенной версии алгоритма наискорейшего спуска, которая называется LMS-алгоритмом. Подобно алгоритму наискорейшего спуска, LMS-алгоритм также является итерационным [5].

LMS алгоритм поиска ВК адаптивного фильтра представляет из себя следующее [3,5]:

$$h_N(k) = h_N(k-1) + \mu x_N(k) \alpha^*(k), \quad (3)$$

где k – номер итерации алгоритма; μ – шаг сходимости алгоритма; $x_N(k)$ – входной сигнал адаптивного фильтра; $\alpha(k)$ – априорная ошибка моделирования требуемого сигнала.

Уравнение (3) характеризует процесс, при котором происходит минимизации квадрата мгновенной ошибки (ошибки, переделываемой по одному отсчету обрабатываемого сигнала). Таким образом, в LMS-алгоритме точный градиент заменяется его оценкой, для которой используется только одна выборка входных сигналов и ошибки между требуемым и выходным сигналами адаптивного фильтра.

Схожими по математической сущности являются: NLMS (алгоритм LMS с переменным шагом сходимости), линейно ограниченные LMS и NLMS алгоритмы.

Более эффективными, но и более сложными в вычислительном отношении по сравнению с градиентными алгоритмами являются RLS-алгоритмы, которые минимизируют сумму квадратов ошибок между требуемым и выходным сигналами адаптивного фильтра, накопленную на интервале наблюдения. Минимизация обеспечивается путем решения системы линейных уравнений. Квадратичная вычислительная сложность RLS-алгоритмов – это цена их большей эффективности по сравнению с простыми градиентными алгоритмами, сложность которых линейная.

Расчет весовых коэффициентов RLS алгоритмов реализуется посредством известных соотношений (4-7) [3,6]:

$$h_N(k) = h_N(k-1) + g_N(k) \alpha_N^*(k), \quad (4)$$

$$\alpha_N(k) = d(k) - h_N^H(k-1) x_N(k), \quad (5)$$

$$g_N(k) = \frac{R_N^{-1}(k-1)x_N(k)}{\lambda + x_N^H(k)R_N^{-1}(k-1)x_N(k)}, \quad (6)$$

$$R_N^{-1}(k) = \lambda^{-1} \left(R_N^{-1}(k-1) - g_N(k)x_N^H(k)R_N^{-1}(k-1) \right), \quad (7)$$

где $d(k)$ - требуемый сигнал адаптивного фильтра; λ - собственное число корреляционной матрицы входных сигналов.

RLS-алгоритмы одновременно эффективны и сложны в вычислительном плане. Эта сложность может быть уменьшена в быстрых RLS-алгоритмах.

3. ОБРАБОТКА НЕСТАЦИОНАРНЫХ ВО ВРЕМЕНИ СИГНАЛОВ.

Основой сложностью работы с нестационарными сигналами (в рамках цифровой приемо-передающей аппаратуры) является обеспечение работы адаптивного фильтра на длительности времени, которое условно можно считать стационарным. При этом на указанной длительности должен проходить как сам процесс обучения адаптивного фильтра (с использованием априорно известной обучающей последовательности адаптивного фильтра), так и процесс передачи информационной части пакета данных [7,8].

Спецификой использования адаптивных фильтров является дополнительная сложность обеспечения стационарности принимаемого сигнала. При невозможности обеспечения которой - существенно повышается вероятность возникновения ошибок приема (вследствие искажения параметров принимаемого сигнала как в его обучающей части, так и непосредственно в информационной части) [9]. Если ошибки, возникающие в информационной части пакета, можно считать неустраняемыми; то ошибки (искажения) в обучающей части пакета передачи данных обладают рядом более специфических особенностей. Очевидно, что возникновение дополнительных ошибок в обучающей последовательности (на стадии обучения адаптивного фильтра) приведет к неверному расчету весовых коэффициентов, и как следствие искаженному формированию АЧХ канала связи, вследствие чего на времени приема очередного информационного пакета данных возникнут дополнительные ошибки приема. Можно выдвинуть предположение, что указанные ошибки потенциально можно уменьшить, используя специальные методы адаптивной фильтрации.

Задача корректного функционирования адаптивных фильтров в условиях «неидеального» процесса обучения является актуальной и при этом малоизученной. Так, при использовании адаптивных фильтров в системах связи для диапазонов длин волн, в которых реализуются различные типы быстрых мультипликативных искажений (например, для декаметровый радиосвязи), возможность возникновения рассматриваемых искажений является не только весьма вероятной, но системной проблемой. В связи с вышеизложенным актуальной является задача разработки подходов, позволяющих осуществлять корректное обучение адаптивного фильтра с минимизацией влияния ошибок, вызванных краткосрочным воздействием на передаваемый сигнал, а именно на его обучающую часть.

В настоящий момент времени известны различные перспективные направления ЦОС, в которых рассматривается работа адаптивных фильтров в условиях нестационарности каналов связи:

1. На основе модифицированных RLS алгоритмов [7,8]. Если обрабатываются нестационарные сигналы, то корреляционная матрица в RLS - алгоритмах должна оцениваться на скользящем окне выборок, число которых зависит от длительности интервала стационарности сигнала. Это приводит к примерно двукратному увеличению

вычислительной сложности RLS-алгоритмов со скользящим окном по сравнению с алгоритмами с возрастающим (бесконечным) окном, которое используется при обработке стационарных сигналов [4]. Сложность также удваивается, если корреляционная матрица динамически регуляризуется. Регуляризация часто требуется для обеспечения устойчивости обращения корреляционной матрицы. Цена использования данного подхода – это примерно двукратное (если используется только скользящее окно) или четырехкратное (если используется скользящее окно и регуляризация) увеличение вычислительной сложности таких RLS-алгоритмов по сравнению с алгоритмами с возрастающим окном.

2. Статистические способы обработки сигнала позволяющие исключить аномальные значения в принятом сигнале обучающей последовательности. Для реализации данного подхода, при этом, предпочтительно будет знать характер вносимых искажений в зависимости от того или иного типа воздействия.

3. Применение адаптивных фильтров с бесконечными импульсными характеристиками (БИХ). Данное направление является в настоящее время малоизученным из-за проблем с технической реализацией и вопросами обеспечения устойчивости при постоянной перестройке весовые коэффициентов цифрового фильтра. Однако же данный подход видится наиболее перспективным из-за того, что БИХ фильтры обеспечивают намного более качественную фильтрацию при ограничении на порядок фильтра, что в перспективе, может обеспечить возможность реализации сложных методов фильтрации без существенных ограничений на вычислительные ресурсы. Также очевидным недостатком данного подхода является отсутствие проработанных методологических подходов для реализации нетривиальных алгоритмов для БИХ фильтров.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Указанная проблема, затрагивающая вопросы теории синтеза весовых коэффициентов адаптивного фильтра, функционирующего в условиях наличия нестационарности в канале связи, является актуальной и может являться предметом исследований. При этом в качестве решаемых задач, в рамках исследований должны выступать:

- анализ путей совершенствования методов адаптивной фильтрации радиосигналов в условиях нестационарности радиоканала;
- анализ основных требований к системам адаптивной фильтрации функционирующих в условиях нестационарности;
- разработка моделей процессов передачи информации по каналу связи в условиях нестационарности с учетом функционирования системы адаптивной фильтрации;
- разработка метода оценки влияния нелинейных искажений обучающей последовательности на качество процесса обучения адаптивного фильтра при передаче информации по каналу связи;
- разработка метода адаптивной фильтрации принимаемого сигнала в условиях наличия нестационарности в канале связи и обеспечивающего устойчивость функционирования системы адаптивной фильтрации;
- оценка эффективности применения научно-методического аппарата расчета весовых коэффициентов адаптивного фильтра в условиях нестационарности радиоканала передачи информации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тихонов В.И. Миронов М.А. Марковские процессы. М.: Сов. Радио, 1977. – 408 с.
2. Стратонович Р.Л. Принципы адаптивного приема. М.: Сов. Радио, 1973. – 143 с.

3. Widrow B. Hoff M.E. Adaptive switching circuit // IRE WESCON Convention Record, 1960. Part 4. – P. 96-104.
4. Джиган В.И. Адаптивные фильтры и их приложения в радиотехнике и связи. Часть I // Современная электроника, 2009, №9. – С. 56-63.
5. Aboulnasr T., Mayyas K. A. Arobust variable step-size LMS type algorithm: analysis and simulation // IEEE Trans. Signal Processing, 1997, Vol.45, №3. – P.631-639.
6. Eleftheriou E., Falconer D.D. Tracking properties and steady-state performance of RLS adaptive filter algorithms // IEEE Trans. Trans Acoust., Speech, Signal Processing, 1989, Vol.34, №5. – P.1097-1110.
7. Мокринский Д.В. Оценка и границы применимости адаптивных LMS и RMS эквалайзеров для протокола типа MIL-STD-188-110A // Новые информационные технологии в системах связи и управления. 2018, Тр. XVII Рос. НТК. – С. 34–38.
8. Мокринский Д. В., Тоискин В.Е., Кукреш В.А. Исследование компенсационных характеристик адаптивного RLS эквалайзера при работе с каналами связи с постоянным частотным сдвигом // Сборник трудов участников I Межведомственной научно-практической конференции «Телекоммуникации и кибербезопасность: специальные системы и технологии», 2019, Т. 2. – С. 219–222.
9. Мокринский Д. В., Лещинский А.В. Исследование алгоритмов сходимости адаптивных эквалайзеров в условиях непостоянства комплексного коэффициента передачи канала связи // Новые информационные технологии в системах связи и управления, 2021 Тр. XX Рос. Межведомственной НТК – С. 213–220.

REFERENCES

1. Tikhonov V.I. Mironov M.A. Markov processes. Moscow: Sov. Radio, 1977. – 408 p.
2. Stratonovich R.L. Principles of adaptive reception. Moscow: Sov. Radio, 1973. – 143 p.
3. Widrow B. Hoff M.E. Adaptive switching circuit // IRE WESCON Convention Record, 1960. Part 4. – P. 96-104.
4. Dzhigan V.I. Adaptive filters and their applications in radio engineering and communications. Part I // Modern electronics, 2009, No. 9. – P. 56-63.
5. Aboulnasr T., Mayyas K. A. Arobust variable step-size LMS type algorithm: analysis and simulation // IEEE Trans. Signal Processing, 1997, Vol.45, №3. – P.631-639.
6. Eleftheriou E., Falconer D.D. Tracking properties and steady-state performance of RLS adaptive filter algorithms // IEEE Trans. Trans Acoust., Speech, Signal Processing, 1989, Vol.34, №5. – P.1097-1110.
7. Mokrinsky D.V. Evaluation and applicability limits of adaptive LMS and RMS equalizers for the MIL-STD-188-110A protocol // New information technologies in communication and control systems. 2018, Proceedings of the XVII Russian Scientific and Technical Conference. – P. 34–38.
8. Mokrinsky D. V., Toiskin V. E., Kukresh V. A. Study of compensation characteristics of an adaptive RLS equalizer when working with communication channels with a constant frequency shift // Collection of works of participants of the I Interdepartmental Scientific and Practical Conference "Telecommunications and Cybersecurity: Special Systems and Technologies", 2019, Vol. 2. – P. 219–222
9. Mokrinsky D. V., Leshchinsky A. V. Study of convergence algorithms of adaptive equalizers under conditions of variability of the complex transmission coefficient of the communication channel // New information technologies in communication and control systems, 2021 Proc. XX Russian Interdepartmental Scientific and Technical Conference - P. 213-220.

ПРЕИМУЩЕСТВА ЦЕЛОЧИСЛЕННЫХ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЙ В ВОПРОСАХ СЖАТИЯ И ОБРАБОТКИ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Д. О. Гончарова, А. В. Лубенцов

ФКОУ ВО ВИ ФСИН, Воронеж, Россия

Аннотация. Цифровые изображения играют ключевую роль в современных технологиях, и эффективное управление ими требует инновационных подходов к обработке и хранению данных. Целочисленные вейвлет-преобразования становятся всё более популярными благодаря своей способности обеспечить высокую степень сжатия без существенных потерь качества изображения. В статье рассматриваются уникальные аспекты целочисленных вейвлетов, которые делают их незаменимыми инструментами в области сжатия и обработки изображений. Описываются их фундаментальные принципы, приведём сравнение с классическими методами сжатия, такими как JPEG и JPEG2000, и предложим новые направления для дальнейших исследований в этой области.

Ключевые слова: целочисленные вейвлет-преобразования, сжатие изображений, обработка видео, дискретное вейвлет-преобразование, коэффициент сжатия.

ADVANTAGES OF INTEGER WAVELET TRANSFORMATIONS IN DIGITAL IMAGE COMPRESSION AND PROCESSING

D. O. Goncharova, A. V. Lubentsov.

Federal State Educational Institution of Higher Education of the Federal Penitentiary Service, Voronezh, Russia

Abstract. Digital images play a key role in modern technologies, and their effective management requires innovative approaches to data processing and storage. Integer wavelet transforms are becoming increasingly popular due to their ability to provide high compression ratios without significant loss of image quality. This paper discusses the unique aspects of integer wavelets that make them indispensable tools in the field of image compression and processing. We describe their fundamental principles, compare them with classical compression methods such as JPEG and JPEG2000, and suggest new directions for further research in this area.

Keywords: integer wavelet transforms, image compression, video processing, discrete wavelet transform, compression ratio.

1. ВВЕДЕНИЕ

Рост объёмов цифровых данных требует разработки новых методов сжатия, позволяющих хранить и передавать изображения с минимальным количеством информации, сохраняя при этом приемлемое качество. Традиционные подходы, такие как сжатие с потерями, используемые в стандартах JPEG и JPEG2000, основаны на дискретных косинусных преобразованиях, которые хорошо справляются с задачей удаления избыточной информации, но имеют ограничения, особенно при высоких уровнях сжатия. В последние годы интерес исследователей сместился в сторону вейвлет-преобразований, особенно целочисленных версий, которые предлагают ряд уникальных возможностей, таких как отсутствие ошибок округления и обратимость без потерь.

В этой статье мы изучаем, почему целочисленные вейвлеты заслужили особое внимание в сфере обработки изображений. Мы рассмотрим ключевые отличия целочисленных вейвлетов от классических аналогов, обсудим их влияние на процессы сжатия и восстановления изображений, а также проанализируем потенциал их применения в реальных приложениях.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Вейвлеты — это специальные функции, применяемые для анализа и синтеза сигналов и изображений. Основная идея заключается в разложении сигнала на набор волновых форм, локализованных во времени и частоте. Это свойство локализации делает вейвлеты превосходным инструментом для обработки цифровых изображений, поскольку оно позволяет отделять высокочастотные детали (например, контуры и края объектов) от низкочастотных составляющих (общая форма и цветовая информация). Вейвлеты способны извлекать важные особенности изображения, обеспечивая высокую точность при последующей реконструкции.

Формальное определение непрерывного вейвлет-преобразования выглядит следующим образом, представленным на рисунке 1

$$W(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \psi \left(\frac{t - b}{a} \right) dt,$$

где ψ — материнский вейвлет, a — масштабный коэффициент, определяющий ширину окна анализа, а b — сдвиговый параметр, который определяет положение временного окна.

Рис.1 Формула для вычисления непрерывного вейвлет-преобразования.

Для цифрового изображения, где функция $f(x, y)$ представляет интенсивность пикселей, вейвлет-преобразование осуществляется путём разделения изображения на несколько субполос, каждая из которых содержит информацию определённого масштаба и ориентации. Этот процесс включает фильтрацию изображения через низкие и высокие частоты, а затем разделение результата на четыре части: аппроксимацию, вертикальную, горизонтальную и диагональную компоненты.

3. ЦЕЛОЧИСЛЕННЫЕ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Классические вейвлет-преобразования работают с вещественными числами, что подразумевает наличие ошибок округления при выполнении операций. Однако целочисленные вейвлеты, такие как схема лифтинга, используют исключительно целые числа на всех этапах обработки, устраняя проблему ошибок округления и обеспечивая точное восстановление исходного изображения. Это становится возможным благодаря специальному выбору фильтров и применению лифтинговых схем.

Принцип лифтинга можно описать как последовательность шагов:

- Разделение: Исходный сигнал делится на чётные и нечётные выборки.
- Прогнозирование: Нечётные выборки предсказываются на основе соседних чётных.
- Коррекция: Чётные выборки корректируются с учётом остатка прогноза.

Этот подход гарантирует, что результат преобразования будет целым числом, что критически важно для многих приложений, требующих сохранения точности.

Целочисленная версия вейвлета Хаара, одного из простейших вейвлетов, может быть представлена следующими операциями, представленными на рисунке 2:

$$d[n] = x[2n + 1] - x[2n],$$

$$s[n] = x[2n] + \left\lfloor \frac{d[n]}{2} \right\rfloor,$$

где $d[n]$ – детализирующие коэффициенты, а $s[n]$ – сглаживающие коэффициенты.

Рис.2 Формулы для вычисления целочисленного вейвлета Хаара

4. ПРЕИМУЩЕСТВА ЦЕЛОЧИСЛЕННЫХ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

1. Высокая степень сжатия

Одним из главных достоинств целочисленных вейвлетов является их способность эффективно сжимать изображения без значительных потерь качества. В отличие от традиционных методов, таких как JPEG, где потери качества неизбежны из-за необходимости квантования коэффициентов, целочисленные вейвлеты обеспечивают точную реконструкцию оригинала даже при высокой степени сжатия. Кроме того, многие из полученных коэффициентов оказываются близкими к нулю, что позволяет применять эффективные алгоритмы кодирования, такие как Хаффман или арифметическое кодирование, для дальнейшей компрессии данных. Например, метод Хаффмана присваивает короткие коды часто встречающимся значениям, что значительно сокращает общий размер данных.

2. Эффективность сжатия

Целочисленные вейвлеты демонстрируют высокую степень сжатия благодаря своей способности эффективно представлять данные в виде коэффициентов, большинство из которых близки к нулю. Это позволяет использовать алгоритмы кодирования с переменной длиной кода, такие как Хаффман или арифметическое кодирование, для достижения значительного уменьшения размера файла без существенной потери качества изображения.

3. Пусть имеется цифровой сигнал

$x[n]$ длины N . После применения вейвлет-преобразования получаем набор коэффициентов, где $k=1, \dots, N/2$. Эти коэффициенты могут быть представлены как алгебраическая сумма значений представленная на рисунке 3:

$$c_k = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]h_k[n],$$

где $h_k[n]$ – соответствующий вейвлет-фильтр.

Рис.3 Представление коэффициентов цифрового сигнала

При этом большая часть энергии сигнала сосредоточена в небольшом количестве коэффициентов, что позволяет эффективно сжимать сигнал путем квантования и последующего кодирования.

4. Обратимость без потерь

Традиционные методы сжатия, такие как JPEG, страдают от необратимой деградации изображения вследствие квантования и округления. Целочисленные вейвлеты, напротив, позволяют восстанавливать исходное изображение без каких-либо потерь. Это достигается благодаря строгому сохранению целых чисел на каждом этапе преобразования. Такая особенность делает целочисленные вейвлеты особенно полезными в тех случаях, когда важна максимальная точность представления данных, например, в медицинских изображениях или астрономической визуализации.

5. Меньшая чувствительность к шуму

Ошибки округления, присущие традиционным методам сжатия, могут приводить к появлению артефактов, особенно при низких битрейтах. Целочисленные вейвлеты исключают эту проблему, обеспечивая стабильность результатов независимо от уровня шума в сигнале. Это особенно актуально для случаев, когда изображение подвержено помехам или имеет низкое разрешение.

6. Сохранение качества изображения

Важнейшим преимуществом целочисленных вейвлет-преобразований является способность обеспечивать высокое качество восстановленного изображения даже при сильных степенях сжатия. Благодаря отсутствию ошибок округления и возможности обратимости без потерь, такие преобразования минимизируют артефакты и искажения, характерные для традиционных методов сжатия, таких как JPEG.

7. Среднеквадратичная ошибка при восстановлении изображения после сжатия может быть выражена с помощью формул представленных на рисунке 4.

$$\text{MSE} = \frac{1}{MN} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N (I[i, j] - \hat{I}[i, j])^2,$$

где I – оригинальное изображение, $\hat{I}$ – восстановленное изображение, M и N – размеры изображения.

Рис. 4 Формулы для расчёта среднеквадратичной ошибки.

Для целочисленных вейвлетов среднеквадратичная ошибка оказывается существенно ниже, чем для традиционных методов сжатия.

8. Скорость обработки

Целочисленные вейвлеты значительно ускоряют процесс обработки изображений благодаря уменьшению количества необходимых вычислений. Отсутствие операций с плавающей точкой и простота реализации делают этот метод особенно привлекательным для применения в системах реального времени и мобильных устройствах.

9. Вычислительное время

Т для прямого вейвлет-преобразования может быть оценено с помощью формул представленных на рисунке 5:

$$T = O(N),$$

где N – длина входного сигнала. Для целочисленных вейвлетов эта оценка остается справедливой благодаря использованию простых арифметических операций.

Рис.5 Зависимость времени для прямого вейвлет-преобразования.

10. Сравнительный анализ

Чтобы продемонстрировать преимущества целочисленных вейвлетов, было проведено сравнение их эффективности с JPEG и JPEG2000 на примере различных типов изображений. Исследовались следующие параметры:

- Степень сжатия.
- Качество восстановленного изображения
- Время обработки.

Результаты показывают, что целочисленные вейвлеты демонстрируют лучшие показатели по всем трём параметрам, особенно при высоком уровне сжатия. В частности, они сохраняют большее количество деталей и меньшее количество артефактов по сравнению с JPEG и JPEG2000.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Целочисленные вейвлет-преобразования открывают новые горизонты в области сжатия и обработки цифровых изображений. Они сочетают в себе высокую степень сжатия, обратимость без потерь и устойчивость к шуму, что делает их превосходящими традиционные методы сжатия. Потенциал этих технологий огромен, и дальнейшие исследования будут направлены на расширение их применения в таких областях, как медицина, дистанционное зондирование и мультимедийные системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Воробьёв В. П., Грибунин В. Г. — Теория и практика вейвлет-преобразования. Типография ВУС, 194064, СПб., Тихорецкий пр., 3. 2000.
2. Калмыков И. А., Чистоусов Н. К., Калмыкова Н. И., Духовный Д. В. Ортогональная обработка сигналов с использованием математических моделей целочисленных вейвлет-преобразований, реализованных в модулярных кодах классов вычетов. // ИВД. 2023. №3 (99).
3. Лубенцов А.В. Вейвлет-анализ как новый способ обнаружения заданных параметров на мониторе видеонаблюдения. Гончарова Д.О., Лубенцов А. В. Сборник трудов Всероссийской научно-практической конференции «Актуальные проблемы деятельности подразделений уголовно-исполнительной системы». – Воронеж: «Научная книга», 2024. – Т. 1.
4. Лубенцов А.В., Вейвлет-анализ в системах видеонаблюдения: повышение точности обнаружения нарушений в УИС. / А.В. Лубенцов Д.О. Борщева // Труды международной конференции "Техника и безопасность объектов уголовно-исполнительной системы" 2024. - Т. 1. - С123-127.
5. Гончарова, Д. О. Вейвлет-анализ как новый способ обнаружения заданных параметров на мониторе видеонаблюдения / Д. О. Гончарова, А. В. Лубенцов //

Актуальные проблемы деятельности подразделений уголовно-исполнительной системы : Сборник материалов Всероссийской научно-практической конференции. В 3-х томах, Воронеж, 24 октября 2024 года. – Воронеж: ООО Издательско-полиграфический центр "Научная книга", 2024. – С. 323-326. – EDN BFCVMK.

REFERENCES

1. Vorobyov V. P., Gribunin V. G. — Theory and practice of the wavelet transform. VUS printing house, 194064, St. Petersburg, Tikhoretsky ave., 3. 2000.
2. Kalmykov I. A., Chistousov N. K., Kalmykova N. I., Dukhovny D. V. Orthogonal signal processing using mathematical models of integer wavelet transformations implemented in modular codes of residue classes. // IVD. 2023. No. 3 (99).
3. Lubentsov A.V. Wavelet analysis as a new way to detect preset parameters on a video surveillance monitor. Goncharova D.O., Lubentsov A.V. Proceedings of the All-Russian scientific and practical conference "Actual problems of the activities of units of the penal enforcement system". Voronezh: Scientific Book, 2024, vol. 1.
4. Lubentsov A.V., Wavelet analysis in video surveillance systems: improving the accuracy of detection of violations in the penal system. / A.V. Lubentsov D.O. Borshcheva // Proceedings of the International Conference “Technique and security of objects of penal and correctional system” 2024. - T. 1. - C123-127.
5. Goncharova, D. O. Wavelet analysis as a new way to detect the specified parameters on the video surveillance monitor / D. O. Goncharova, A. V. Lubentsov // Actual problems of activity of the criminal-executive system subdivisions : Collection of materials of the All-Russian scientific-practical conference. In 3 volumes, Voronezh, October 24, 2024. - Voronezh: LLC Publishing and Printing Center “Scientific Book”, 2024. - C. 323-326. - EDN BFCVMK.

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЦЕЛОЧИСЛЕННЫХ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЙ В ВОПРОСАХ СЖАТИЯ И ОБРАБОТКИ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Д. О. Гончарова¹, А. В. Лубенцов¹

¹ ФКОУ ВО ВИ ФСИН, Воронеж, Россия

Аннотация. Цифровые изображения играют ключевую роль в современных технологиях, и эффективное управление ими требует инновационных подходов к обработке и хранению данных. Целочисленные вейвлет-преобразования становятся всё более популярными благодаря своей способности обеспечить высокую степень сжатия без существенных потерь качества изображения. В статье рассматриваются уникальные аспекты целочисленных вейвлетов, которые делают их незаменимыми инструментами в области сжатия и обработки изображений. Описываются их фундаментальные принципы, проведём сравнение с классическими методами сжатия, такими как JPEG и JPEG2000, и предложим новые направления для дальнейших исследований в этой области.

Ключевые слова: целочисленные вейвлет-преобразования, сжатие изображений, обработка видео, дискретное вейвлет-преобразование, коэффициент сжатия.

PERFORMANCE ANALYSIS OF INTEGER WAVELET TRANSFORMATIONS IN DIGITAL IMAGE COMPRESSION AND PROCESSING

D. O. Goncharova¹, A. V. Lubentsov¹.

¹Federal State Educational Institution of Higher Education of the Federal Penitentiary Service, Voronezh, Russia

Abstract. Digital images play a key role in modern technologies, and their effective management requires innovative approaches to data processing and storage. Integer wavelet transforms are becoming increasingly popular due to their ability to provide high compression ratios without significant loss of image quality. This paper discusses the unique aspects of integer wavelets that make them indispensable tools in the field of image compression and processing. We describe their fundamental principles, compare them with classical compression methods such as JPEG and JPEG2000, and suggest new directions for further research in this area.

Keywords: integer wavelet transforms, image compression, video processing, discrete wavelet transform, compression ratio.

1. ВВЕДЕНИЕ

Рост объёмов цифровых данных требует разработки новых методов сжатия, позволяющих хранить и передавать изображения с минимальным количеством информации, сохраняя при этом приемлемое качество. Традиционные подходы, такие как сжатие с потерями, используемые в стандартах JPEG и JPEG2000, основаны на дискретных косинусных преобразованиях, которые хорошо справляются с задачей удаления избыточной информации, но имеют ограничения, особенно при высоких уровнях сжатия. В последние годы интерес исследователей сместился в сторону вейвлет-преобразований, особенно целочисленных версий, которые предлагают ряд уникальных возможностей, таких как отсутствие ошибок округления и обратимость без потерь.

В этой статье мы изучаем, почему целочисленные вейвлеты заслужили особое внимание в сфере обработки изображений. Мы рассмотрим ключевые отличия целочисленных вейвлетов от классических аналогов, обсудим их влияние на процессы сжатия и восстановления изображений, а также проанализируем потенциал их применения в реальных приложениях.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Вейвлеты — это специальные функции, применяемые для анализа и синтеза сигналов и изображений. Основная идея заключается в разложении сигнала на набор волновых форм, локализованных во времени и частоте. Это свойство локализации делает вейвлеты превосходным инструментом для обработки цифровых изображений, поскольку оно позволяет отделять высокочастотные детали (например, контуры и края объектов) от низкочастотных составляющих (общая форма и цветовая информация). Вейвлеты способны извлекать важные особенности изображения, обеспечивая высокую точность при последующей реконструкции.

Формальное определение непрерывного вейвлет-преобразования выглядит следующим образом, представленным на рисунке 1

$$W(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt,$$

где ψ — материнский вейвлет, a — масштабный коэффициент, определяющий ширину окна анализа, а b — сдвиговой параметр, который определяет положение временного окна.

Рис.1 Формула для вычисления непрерывного вейвлет-преобразования.

Для цифрового изображения, где функция

$f(x, y)$ представляет интенсивность пикселей, вейвлет-преобразование осуществляется путём разделения изображения на несколько субполос, каждая из которых содержит информацию определённого масштаба и ориентации. Этот процесс включает фильтрацию изображения через низкие и высокие частоты, а затем разделение результата на четыре части: аппроксимацию, вертикальную, горизонтальную и диагональную компоненты.

а. Целочисленные вейвлет-преобразования

Классические вейвлет-преобразования работают с вещественными числами, что подразумевает наличие ошибок округления при выполнении операций. Однако целочисленные вейвлеты, такие как схема лифтинга, используют исключительно целые числа на всех этапах обработки, устраняя проблему ошибок округления и обеспечивая точное восстановление исходного изображения. Это становится возможным благодаря специальному выбору фильтров и применению лифтинговых схем.

Принцип лифтинга можно описать как последовательность шагов:

- Разделение: Исходный сигнал делится на чётные и нечётные выборки.
- Прогнозирование: Нечётные выборки предсказываются на основе соседних чётных.
- Коррекция: Чётные выборки корректируются с учётом остатка прогноза.

Этот подход гарантирует, что результат преобразования будет целым числом, что критически важно для многих приложений, требующих сохранения точности.

Целочисленная версия вейвлета Хаара, одного из простейших вейвлетов, может быть представлена следующими операциями, представленными на рисунке 2:

$$\begin{aligned}d[n] &= x[2n + 1] - x[2n], \\s[n] &= x[2n] + \left\lfloor \frac{d[n]}{2} \right\rfloor,\end{aligned}$$

где $d[n]$ – детализирующие коэффициенты, а $s[n]$ – сглаживающие коэффициенты.

Рис.2 Формулы для вычисления целочисленного вейвлета Хаара

6. Преимущества целочисленных вейвлет-преобразований

1. Высокая степень сжатия

Одним из главных достоинств целочисленных вейвлетов является их способность эффективно сжимать изображения без значительных потерь качества. В отличие от традиционных методов, таких как JPEG, где потери качества неизбежны из-за необходимости квантования коэффициентов, целочисленные вейвлеты обеспечивают точную реконструкцию оригинала даже при высокой степени сжатия. Кроме того, многие из полученных коэффициентов оказываются близкими к нулю, что позволяет применять эффективные алгоритмы кодирования, такие как Хаффман или арифметическое кодирование, для дальнейшей компрессии данных. Например, метод Хаффмана присваивает короткие коды часто встречающимся значениям, что значительно сокращает общий размер данных.

2. Эффективность сжатия

Целочисленные вейвлеты демонстрируют высокую степень сжатия благодаря своей способности эффективно представлять данные в виде коэффициентов, большинство из которых близки к нулю. Это позволяет использовать алгоритмы кодирования с переменной длиной кода, такие как Хаффман или арифметическое кодирование, для достижения значительного уменьшения размера файла без существенной потери качества изображения.

3. Пусть имеется цифровой сигнал

$x[n]$ длины N . После применения вейвлет-преобразования получаем набор коэффициентов c_k , где $k=1, \dots, N/2$. Эти коэффициенты могут быть представлены как алгебраическая сумма значений представленная на рисунке 3:

$$c_k = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]h_k[n],$$

где $h_k[n]$ – соответствующий вейвлет-фильтр.

Рис.3 Представление коэффициентов цифрового сигнала

При этом большая часть энергии сигнала сосредоточена в небольшом количестве коэффициентов, что позволяет эффективно сжимать сигнал путем квантования и последующего кодирования.

4. Обратимость без потерь

Традиционные методы сжатия, такие как JPEG, страдают от необратимой деградации изображения вследствие квантования и округления. Целочисленные вейвлеты, напротив, позволяют восстанавливать исходное изображение без каких-либо потерь. Это достигается благодаря строгому сохранению целых чисел на каждом этапе преобразования. Такая особенность делает целочисленные вейвлеты особенно полезными в тех случаях, когда важна максимальная точность представления данных, например, в медицинских изображениях или астрономической визуализации.

5. Меньшая чувствительность к шуму

Ошибки округления, присущие традиционным методам сжатия, могут приводить к появлению артефактов, особенно при низких битрейтах. Целочисленные вейвлеты исключают эту проблему, обеспечивая стабильность результатов независимо от уровня шума в сигнале. Это особенно актуально для случаев, когда изображение подвержено помехам или имеет низкое разрешение.

6. Сохранение качества изображения

Важнейшим преимуществом целочисленных вейвлет-преобразований является способность обеспечивать высокое качество восстановленного изображения даже при сильных степенях сжатия. Благодаря отсутствию ошибок округления и возможности обратимости без потерь, такие преобразования минимизируют артефакты и искажения, характерные для традиционных методов сжатия, таких как JPEG.

7. Среднеквадратичная ошибка при восстановлении изображения после сжатия может быть выражена с помощью формул представленных на рисунке 4.

$$\text{MSE} = \frac{1}{MN} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N (I[i, j] - \hat{I}[i, j])^2,$$

где I – оригинальное изображение, $\hat{I}$ – восстановленное изображение, M и N – размеры изображения.

Рис. 4 Формулы для расчёта среднеквадратичной ошибки.

Для целочисленных вейвлетов среднеквадратичная ошибка оказывается существенно ниже, чем для традиционных методов сжатия.

8. Скорость обработки

Целочисленные вейвлеты значительно ускоряют процесс обработки изображений благодаря уменьшению количества необходимых вычислений. Отсутствие операций с плавающей точкой и простота реализации делают этот метод особенно привлекательным для применения в системах реального времени и мобильных устройствах.

9. Вычислительное время

Т для прямого вейвлет-преобразования может быть оценено с помощью формул представленных на рисунке 5:

$$T = O(N),$$

где N – длина входного сигнала. Для целочисленных вейвлетов эта оценка остается справедливой благодаря использованию простых арифметических операций.

Рис.5 Зависимость времени для прямого вейвлет-преобразования.

10. Сравнительный анализ

Чтобы продемонстрировать преимущества целочисленных вейвлетов, было проведено сравнение их эффективности с JPEG и JPEG2000 на примере различных типов изображений. Исследовались следующие параметры:

- Степень сжатия.
- Качество восстановленного изображения
- Время обработки.

Результаты показывают, что целочисленные вейвлеты демонстрируют лучшие показатели по всем трём параметрам, особенно при высоком уровне сжатия. В частности, они сохраняют большее количество деталей и меньшее количество артефактов по сравнению с JPEG и JPEG2000.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Целочисленные вейвлет-преобразования открывают новые горизонты в области сжатия и обработки цифровых изображений. Они сочетают в себе высокую степень сжатия, обратимость без потерь и устойчивость к шуму, что делает их превосходящими традиционные методы сжатия. Потенциал этих технологий огромен, и дальнейшие исследования будут направлены на расширение их применения в таких областях, как медицина, дистанционное зондирование и мультимедийные системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Воробьёв В. П., Грибунин В. Г. — Теория и практика вейвлет-преобразования. Типография ВУС, 194064, СПб., Тихорецкий пр., 3. 2000.
2. Калмыков И. А., Чистоусов Н. К., Калмыкова Н. И., Духовный Д. В. Ортогональная обработка сигналов с использованием математических моделей целочисленных вейвлет-преобразований, реализованных в модулярных кодах классов вычетов. // ИВД. 2023. №3 (99).
3. Лубенцов А.В. Вейвлет-анализ как новый способ обнаружения заданных параметров на мониторе видеонаблюдения. Гончарова Д.О., Лубенцов А. В. Сборник трудов Всероссийской научно-практической конференции «Актуальные проблемы деятельности подразделений уголовно-исполнительной системы». – Воронеж: «Научная книга», 2024. – Т. 1.
4. Лубенцов А.В., Вейвлет-анализ в системах видеонаблюдения: повышение точности обнаружения нарушений в УИС. / А.В. Лубенцов Д.О. Борщева // Труды международной конференции "Техника и безопасность объектов уголовно-исполнительной системы" 2024. - Т. 1. - С123-127.
5. Гончарова, Д. О. Вейвлет-анализ как новый способ обнаружения заданных параметров на мониторе видеонаблюдения / Д. О. Гончарова, А. В. Лубенцов //

Актуальные проблемы деятельности подразделений уголовно-исполнительной системы : Сборник материалов Всероссийской научно-практической конференции. В 3-х томах, Воронеж, 24 октября 2024 года. – Воронеж: ООО Издательско-полиграфический центр "Научная книга", 2024. – С. 323-326. – EDN BFCVMK.

REFERENCES

1. Vorobyov V. P., Gribunin V. G. — Theory and practice of the wavelet transform. VUS printing house, 194064, St. Petersburg, Tikhoretsky ave., 3. 2000.
2. Kalmykov I. A., Chistousov N. K., Kalmykova N. I., Dukhovny D. V. Orthogonal signal processing using mathematical models of integer wavelet transformations implemented in modular codes of residue classes. // IVD. 2023. No. 3 (99).
3. Lubentsov A.V. Wavelet analysis as a new way to detect preset parameters on a video surveillance monitor. Goncharova D.O., Lubentsov A.V. Proceedings of the All-Russian scientific and practical conference "Actual problems of the activities of units of the penal enforcement system". Voronezh: Scientific Book, 2024, vol. 1.
4. Lubentsov A.V., Wavelet analysis in video surveillance systems: improving the accuracy of detection of violations in the penal system. / A.V. Lubentsov D.O. Borshcheva // Proceedings of the International Conference “Technique and security of objects of penal and correctional system” 2024. - T. 1. - C123-127.
5. Goncharova, D. O. Wavelet analysis as a new way to detect the specified parameters on the video surveillance monitor / D. O. Goncharova, A. V. Lubentsov // Actual problems of activity of the criminal-executive system subdivisions : Collection of materials of the All-Russian scientific-practical conference. In 3 volumes, Voronezh, October 24, 2024. - Voronezh: LLC Publishing and Printing Center “Scientific Book”, 2024. - C. 323-326. - EDN BFCVMK.

АНАЛИЗ И ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ДАННЫХ ЭЛЕКТРОЭНЦЕФАЛОГРАФИИ, ПОЛУЧЕННЫХ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ИНТЕРФЕЙСА «МОЗГ-КОМПЬЮТЕР» В РАЗЛИЧНЫХ УСЛОВИЯХ

Д.В. Журавлев, Я.Ю. Шестакова

Воронежский государственный технический университет, Воронеж, Россия

Аннотация: Рассматривается возможность в сравнении мощности сигналов электроэнцефалографии (ЭЭГ) при помощи преобразований Фурье и преобразования Уэлча в экспериментальных условиях: при изменении света в помещении (яркий и тусклый свет) и положения тела человека (стоя и сидя и при выполнении физических упражнений). Основная задача данной работы заключается в анализе сигналов ЭЭГ, полученных при помощи датчика TGAM1 с частотой дискретизации 512 Гц, а также преобразовании их на платформе для программирования Matlab 2024b. Результаты данного исследования показывают, что спектр мощности данных зависит от разнообразных условий и преобразований, и что это выражает различные вариации и особенности сигналов ЭЭГ и их связь с физическим и эмоциональным состоянием человека. Результаты исследования дают понять, что существует разница между спектрами сигналов ЭЭГ, полученных при осуществлении различных преобразований, и это отражает связь между разновидностями сигналов ЭЭГ и состоянием человека.

Ключевые слова: Электроэнцефалография, ЭЭГ, «Мозг-компьютер», интерфейс, мощность, сигналы.

ANALYSIS AND TRANSFORMATION OF ELECTROENCEPHALOGRAPHY DATA OBTAINED USING A BRAIN- COMPUTER INTERFACE IN VARIOUS CONDITIONS

D.V. Zhuravlev, Ya.Yu. Shestakova

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: The paper considers the possibility of comparing the power of electroencephalography (EEG) signals using the Fourier transform and the Welch transform under experimental conditions: when changing the light in the room (bright and dim light) and the position of the human body (standing and sitting and during exercise). The main objective of this work is to analyze the EEG signals obtained using the TGAM1 sensor with a sampling frequency of 512 Hz, as well as transform them on the Matlab 2024b programming platform. The results of this study show that the power spectrum of the data depends on various conditions and transformations, and that this expresses various variations and features of the EEG signals and their relationship with the physical and emotional state of a person. The results of the study make it clear that there is a difference between the spectra of the EEG signals obtained when implementing different transformations, and this reflects the relationship between the types of EEG signals and the human state.

Key words: Electroencephalography, EEG, Brain-computer, interface, power, signals.

1. ВВЕДЕНИЕ

Интерфейсы "Мозг-компьютер" представляют собой системы, позволяющие взаимодействовать между мозговой активностью и внешними устройствами. Эти технологии находят применение в медицине, игровой индустрии и в научных

исследованиях. ЭЭГ — один из наиболее распространенных методов для регистрации мозговых волн, благодаря своей относительной простоте, невысокой стоимости и способности регистрировать электрическую активность нейронов в реальном времени.

Анализ и преобразование данных энцефалографии, полученных при использовании интерфейса "Мозг-компьютер", представляет собой комплексный процесс, включающий в себя несколько этапов обработки сигналов. Для успешного декодирования и интерпретации этих данных необходимо учитывать разнообразные условия, в которых проводятся эксперименты. [1],[5]

Системы нейрорегуляции представляют собой инновационную область исследований, основной целью которой является разработка программного обеспечения, использующего искусственные нейронные сети для управления динамическими объектами. Эти системы анализируют паттерны активности мозга, полученные через нейроинтерфейсы, и применяют методы машинного обучения и искусственного интеллекта для преобразования нейронных сигналов в команды для управления неинвазивными устройствами. Нейрорегуляция [2], [3] объединяет несколько дисциплин, включая искусственный интеллект, робототехнику, нейробиологию, и предлагает новые возможности для упрощения внедрения технологий управления на основе мозговой активности, что делает его важной областью для научных исследований и практического применения.

Электроэнцефалография (ЭЭГ) [4] представляет собой важный диагностический метод ради оценки биоэлектрической активности мозга. Этот метод находит свое применение в основном в неврологии для выявления заболеваний центральной нервной системы, таких как эпилепсия. ЭЭГ позволяет выявлять патологические изменения на ранних стадиях заболевания, оценивает тяжесть нарушений и помогает в назначении адекватного лечения. Используя регистрацию суммарной электрической активности нейронов, врачи получают ценную информацию о состоянии мозга и выявляют возможные отклонения, что делает ЭЭГ важным инструментом в современном медицинском диагностическом процессе.

2. ПОСТАНОВКА ЦЕЛИ РАБОТЫ

Для поставки цели исследования были взяты научные статьи из открытой сети Интернет. В данном исследовании [1] предложена новая методика к изучению временных рядов ЭЭГ, основанная на сочетании методов нелинейной динамики и машинного обучения. В этой статье применяется кодирование сигнала в виде 16-канального изображения, а также быстрое преобразование Фурье и вейвлет-преобразование. В ходе исследования было выявлено, что преобразование Фурье дает высокую точность распознавания сигналов ЭЭГ.

Данная статья [2] посвящена описанию основных этапов разработки программно-аппаратного комплекса, предназначенного для регистрации и обработки электроэнцефалографических сигналов. Используются метод преобразования Фурье и Уэлча, с помощью которых было получена спектральная оценка сигналов: расчет БПФ для всего фрагмента сигнала целиком и использование усреднения спектров, рассчитанных по перекрывающимся фрагментам. Данное исследование дало понять, что данные методы дают высокую точность данных ЭЭГ и они будут использованы в данной работе.

Преобразование Фурье является мощным инструментом для анализа периодических сигналов. Суть метода заключается в разложении сигнала в сумму гармоник различных частот. Этот подход позволяет выделить основные частоты, присутствующие в сигнале, и оценить их амплитуду. [2],[4]

Преобразование Уэлча позволяет улучшать оценку спектральной плотности мощности сигналов, используя усреднение периодограмм отрезков сигнала с применением оконных функций для уменьшения утечки спектра. Этот метод эффективен для анализа сигналов, которые изменяются во времени, таких как аудиосигналы и радиочастоты. [3], [4]

В данной работе использовались данные сигналов ЭЭГ, записанных при помощи асинхронного интерфейса «Мозг-компьютер», обрабатывающий сигнал одного отведения ЭЭГ с частотой дискретизации 512 Гц.

Асинхронный интерфейс «Мозг-компьютер» (ИМК) позволяет пользователям управлять устройствами исключительно за счет мыслительных импульсов, минуя необходимость в заранее заданных триггерах или временных рамках. В отличие от традиционных синхронных систем, которые ограничивают временные интервалы для действий, асинхронные интерфейсы предлагают большую гибкость и удобство. [1], [2]

Набор данных состоит из 4 измерений, продолжительностью 5 минут, соответствующим различным условиям и состояниям испытуемого: 1) стояние с открытыми глазами при ярком солнечном свете, 2) стояние с открытыми глазами при ярком солнечном свете во время выполнения физического упражнения, 3) выполнение рутинной работы на компьютере в полумраке и 4) расслабление в полусидячем положении с закрытыми глазами в темноте. Также были применены методы преобразований Фурье и матрицы Грамма для каждого из измерений, используя различные параметры и функции.

Окончательная цель работы – проведение спектрального анализа данных ЭЭГ, полученных при помощи асинхронного нейроинтерфейса «Мозг-компьютер», и определение диапазона сигнала с высокой точностью считывания, а также определить какой из выбранных методов показал более устойчивые результаты в условиях шумового воздействия.

3. ТЕОРИТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

В современном мире нейроинтерфейсы играют ключевую роль в взаимодействии человека с компьютерными системами, обеспечивая новые способы связи и контроля. В данном реферате рассматриваются две основные категории нейроинтерфейсов: синхронные и асинхронные. Синхронные ИМК требуют внешних стимулов для инициации действий, что делает их более управляемыми, но также и более зависимыми от среды. В то время как асинхронные ИМК предоставляют пользователю возможность взаимодействовать в любое время и на основе собственных мыслей, что делает их более удобными, но требует тщательного анализа мозговой активности. [2], [4]

Нейроинтерфейсы - это устройства, которые позволяют человеку взаимодействовать с компьютером или другими устройствами с помощью мыслей. Они являются одной из самых передовых технологий в области мозговых компьютерных интерфейсов и имеют огромный потенциал для улучшения качества жизни людей с ограниченными возможностями. [3]

Синхронные нейроинтерфейсы используются для управления устройствами в режиме реального времени. Они работают на основе синхронизации между мозгом и устройством, что позволяет человеку контролировать действия устройства с помощью мыслей. Такие интерфейсы часто используются для управления протезами конечностей или курсором на экране компьютера.

Асинхронные нейроинтерфейсы, напротив, не требуют синхронизации между мозгом и устройством. Они используют алгоритмы машинного обучения для распознавания мыслей и преобразования их в команды для управления устройством.

Такие интерфейсы могут быть более сложными в использовании, но они позволяют более точное и гибкое управление устройствами. [4], [5]

Одним из самых известных примеров нейроинтерфейсов является ИМК (интерфейс мозг-компьютер), который позволяет людям с параличом управлять компьютером с помощью мыслей. С развитием технологий и исследований в этой области, нейроинтерфейсы становятся все более точными и доступными для широкой аудитории.

Преобразование Фурье (1) - это математический метод, который позволяет представить функцию в виде суммы гармонических колебаний различных частот. Оно является важным инструментом в анализе сигналов и используется в различных областях, таких как физика, инженерия, математика и другие. Рассчитывается оно путем интегрирования функции по всему ее области определения и умножения на комплексную экспоненту с определенными параметрами. [5]

$$F(x) = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{-i\omega t} dt \quad (1)$$

Это позволяет получить спектр функции, который отображает ее составляющие частоты и их амплитуды. Преобразование Фурье имеет множество приложений и является неотъемлемой частью современной науки и технологий.

В программе matlab 2024b преобразование Фурье реализуется с помощью функции «fft», которая возвращает массив комплексных чисел, представляющих собой коэффициенты Фурье сигнала.

Преобразование Уэлча — это метод оценки спектральной плотности мощности сигнала, который позволяет анализировать временные ряды с переменной частотой и значительно улучшает анализ временных рядов и понимание сигналов посредством спектральной оценки. [3], [4]

Основная идея преобразования Уэлча заключается в том, чтобы найти новые переменные, которые наилучшим образом описывают исходные данные. Для этого используется метод главных компонент, который позволяет выделить наиболее значимые факторы в исходном наборе данных. Затем происходит переход к новой системе координат, в которой новые переменные являются ортогональными друг другу. [3]

В отличие от классического метода Бартлетта (2), который делит сигнал на сегменты и усредняет их спектры, преобразование Уэлча использует перекрывающиеся сегменты, улучшая тем самым точность оценок. Каждый сегмент окончен специальным окном, например, окном Хэмминга, для минимизации утечки спектра. Далее, применяется дискретное преобразование Фурье (ДПФ) к каждому оконченному сегменту, и результаты усредняются для получения оценки спектра. (3) [1], [5]

$$T = \frac{M}{c} \quad (2)$$

$$M = (N - k) * \ln(s_p^2) - \sum_{i=0}^k (n_i - 1) * \ln(s_i^2),$$

$$c = 1 + \frac{1}{3 * (k - 1)} * \left(\sum_{i=1}^k \left(\frac{1}{n_i - 1} \right) - \left(\frac{1}{(N - k)} \right) \right),$$

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-\frac{2\pi i}{N} kn} = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \left(\cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - i * \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \right) \quad (3)$$

Эта процедура эффективно реализуется с помощью функции «*pwelch*» в Matlab, которая возвращает оценку спектральной плотности мощности, что делает метод Уэлча идеальным для анализа нестационарных сигналов.

Классификация биопотенциалов мозга по частотным диапазонам была предложена еще в 1925 году и до сих пор является основой современной частотной классификации ЭЭГ. Частотный диапазон ЭЭГ находится в интервале от 0,5 до 120 и более колебаний в секунду.

Каждый ритм ЭЭГ связан с конкретными церебральными механизмами и соответствует определенному состоянию мозга. Различают следующие виды ритмов (сортированы по частотам):

дельта-ритм (δ -ритм) (частота 0,5-3 Гц; амплитуда 250-300 мкВ (до 1000 мкВ); регистрируется во время глубокого сна),

тета-ритм (θ -ритм) (частота 4-7 Гц; амплитуда 100-150 мкВ; регистрируется в состоянии неглубокого сна при кислородном голодании мозга),

альфа-ритм (α -ритм) (частота 8-13 Гц; амплитуда 20-80 мкВ; регистрируется в условиях покоя при закрытых глазах),

каппа-ритм (κ -ритм) (частота 8-13 Гц; амплитуда 5-40 мкВ; регистрируется в височной области),

мю-ритм (μ -ритм) (частота 8-13 Гц; амплитуда не более 50 мкВ; регистрируется в роландической области),

тау-ритм (τ -ритм), лямбда-ритм (λ -ритм), сигма-ритм (σ -ритм) (частота 8-13 Гц; регистрируется в области височной коры, отвечает блокадой на звуковые стимулы),

бета-ритм (β -ритм) (частота 14-35 Гц; амплитуда 10-30 мкВ; регистрируется в лобных долях при наличии внешних раздражителей),

гамма-ритм (γ -ритм) (частота 30-120+ Гц; амплитуда ниже 10 мкВ; регистрируется при активном обучении и творческой деятельности),

Данные для исследования были полученные с помощью разработанного асинхронного нейроинтерфейса «Мозг-компьютер» на основе микросхемы TGAM1, созданная и выпускаемая компанией «Neuroskay».



Рис. 1. Общий вид нейроинтерфейса «Мозг-компьютер»

Микросхема TGMI представляет собой одноканальный датчик ЭЭГ, измеряющий электрическую активность мозга, проводящий цифровую предобработку данных и формирующий пакеты для передачи через последовательный интерфейс для дальнейшей обработки. [2-5]

Регистрируемые данные по радиоканалу стандарта Bluetooth в режиме реального времени передаются на ПК где программное обеспечение осуществляет дальнейшую обработку данных и формирование управляющих воздействий на исполнительные устройства. Частота дискретизации датчика TGAM1 составляет 512 Гц, что означает, что он измеряет напряжение на электроде 512 раз в секунду. [5]

Для дальнейшей обработки сигналов ЭЭГ была использована программа *mathlab 2024b*, где при помощи написанного программного кода данные были преобразованы и отфильтрованы.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ И ИХ ОБСУЖДЕНИЯ

Данные каждого измерения сохранялись в текстовом файле с расширением .txt, в котором каждая строка содержит два значения: время измерения в формате часы:минуты:секунды:миллисекунды и значение напряжения на электроде в микровольтах.

Следующим шагом было обрезание первых и последних 30 секунд каждого измерения для устранения артефактов. Затем, для обеспечения согласованности анализа, все данные были приведены к одинаковому количеству отсчетов. Это было достигнуто путем обрезания данных до ближайшего числа, кратного 512.

Графики сигналов ЭЭГ во временной области для каждого из четырех экспериментальных условий показаны на рисунке 2.

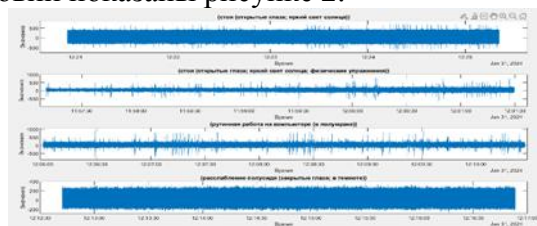


Рис. 2. Графики сигналов ЭЭГ

Графики были получены в программе mindview с помощью функции «plot» с обрезанными и измененными по размеру массивами времени и напряжения для каждого экспериментального условия. Графики показывают изменения напряжения на электроде с течением времени для каждого условия.

На рисунке 3 представлены графики спектрального анализа четырех наборов данных, полученных с помощью преобразования Фурье. Эти графики наглядно демонстрируют различия в амплитудах волн в различных условиях эксперимента, что позволяет наглядно определить, как изменяются состояния мозга при разных видах активности.

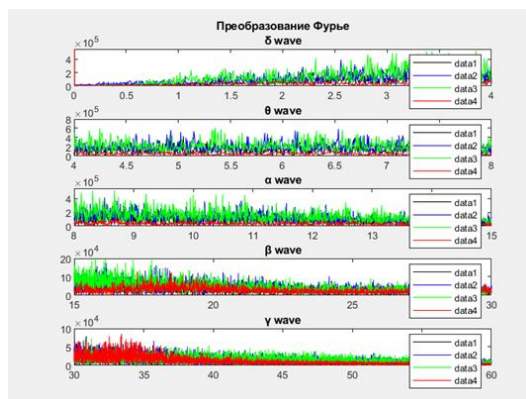


Рис. 3. Анализ спектральных данных в различных диапазонах частот с использованием преобразования Фурье.

Исследование дельта-волн (δ) показало, что минимальная амплитуда наблюдается у «data4». Это указывает на то, что участник находился в состоянии глубокого расслабления или сна. В то время как «data1» и «data2» демонстрируют значительно более высокие амплитуды, что говорит о том, что в момент измерения участник был активен и бодрствовал. Самая большая спектральная амплитуда была зафиксирована у состояния «data3», что может свидетельствовать о высокой когнитивной нагрузке, связанной с выполнением рутинной работы.

Проанализировав тета-ритм (θ), можно заметить, что особенно выделяется состояние, измеренное в «data3». Это может быть связано с интенсивной умственной деятельностью, например, когда человек решает задачи или активно думает. При этом

«data2», с другой стороны, показывает активное участие в физических упражнениях, которые требуют усиленной концентрации внимания.

Если рассматривать альфа-волны (α), то наименьшие амплитуды наблюдались у «data4», что свидетельствует о состоянии релаксации и отсутствии активной ментальной активности. В то время как более высокие значения у состояний «data2» и «data3» могут говорить о расслабленном бодрствовании, активной обработке информации или визуализации.

Бета-волны (β) обычно указывают на активное умственное состояние. Состояние «data3» показало наивысшую амплитуду в начале частотного диапазона с постепенным уменьшением к концу частотной области. Это связано с тем, что человек обрабатывает информацию или решает задачи. Высокие амплитуды у состояния «data2» также подчеркивают активное участие и концентрацию.

В диапазоне гамма-волн (γ) наивысшие амплитуды в начале диапазона у наблюдаются у состояния «data3» с последующим спаданием, что может указывать на высокую когнитивную активность, связанную с обработкой информации и сложными когнитивными процессами. Состояния «data1» и «data2» показывают более низкие амплитуды, что может отражать меньшую когнитивную нагрузку или различные аспекты мыслительной деятельности.

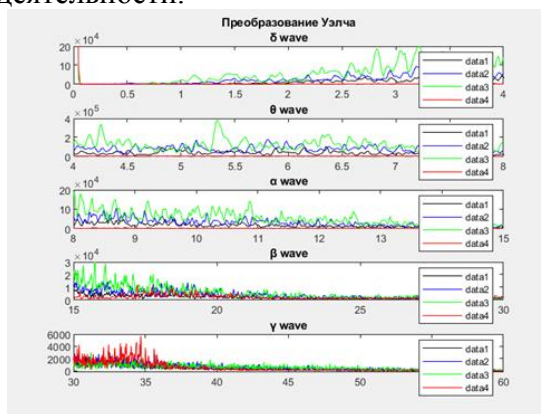


Рис. 4. Анализ спектральных данных в различных диапазонах частот с использованием преобразования Уэлча

На рисунке 4 представлены результаты анализа методом Уэлча для четырёх различных наборов данных (data1, data2, data3, data4), каждый из которых соответствует различным условиям наблюдения: data1 — стоя (открытые глаза; яркий свет солнца), data2 — стоя (открытые глаза; яркий свет солнца; физические упражнения), data3 — рутинная работа на компьютере (в полумраке), data4 — расслабление полусидя (закрытые глаза; в темноте). Эти условия охватывают разные частотные диапазоны мозговой активности: дельта (δ), тета (θ), альфа (α), бета (β) и гамма (γ) волны, ассоциированные с определёнными состояниями мозговой активности.

При анализе данных спектрального разложения можно сделать ряд выводов, которые могут базироваться на основе основных ритмов волн. Если рассмотреть Дельта-волны (дельта-ритм), который находится в диапазоне частот 0-4 Гц, то можно отметить максимум амплитуды при анализе состояния «data2», что может говорить о состоянии глубокого расслабления или медленного сна. Также можно отметить, что «data3» и «data1» также показали значительную амплитуду, что свидетельствует о глубоких состояниях релаксации, в то время как состояние «data4» продемонстрировало значительно более низкие значения, что может указывать на менее глубокое расслабление.

Если же провести анализ тета-волны (тета-ритма), который располагается в диапазоне частот 4-8 Гц, то можно отметить, что пики амплитуд были особенно

выражены в условиях анализа «data3», что может быть связано с состояниями поверхностного сна или медитации. Показания измерений «data2» также показали высокие амплитудные значения, что говорит о мозговой активности или деятельности, связанной с такими процессами. В измерениях «data1» и «data4» амплитуды были ниже, что, вероятнее всего, связано с различиями в когнитивной активности или эмоциональным состоянием участников.

Рассмотрим диапазон альфа-волн (альфа-ритм) – диапазон частот 8-15 Гц, которые обычно ассоциируются с расслаблением при закрытых глазах и отсутствием активной умственной деятельности. Наибольшие амплитуды были отмечены при измерениях «data2» и «data1», что может указывать на состояние расслабленного бодрствования. Напротив, результаты «data3» и «data4» показали более низкие амплитуды в диапазоне альфа-волн.

Если провести анализ бета-волн (бета-ритм) – частотная область 15-30 Гц, которые связаны с активным мышлением и концентрацией внимания, то данные волны обладали наименьшими спектральными амплитудами в проводимых измерениях. Такая особенность измерений может быть связана с тем, что условия эксперимента предполагали состояние покоя или расслабления, что подтверждается низкими амплитудами для всех измеренных данных.

Рассмотрим диапазон частот 30-60 Гц, который соответствует гамма-волнам (гамма-ритму). Данная частотная область связана с высокоуровневыми умственными процессами – обработка информации и ее восприятие. Наибольшие спектральные амплитуды наблюдались при измерениях «data2», что свидетельствует об интенсивной когнитивной деятельности. Низкие уровни в остальных случаях указывают на отсутствие интенсивной деятельности, что соответствует расслабленному состоянию испытуемого.

При проведении спектрального анализа данных, полученных в различных условиях освещения и физической активности, были применены два метода: преобразование Фурье и метод Уэлча. Каждый из рассмотренных методов имеет свои преимущества и недостатки, что необходимо учитывать при выборе подхода к анализу данных.

Преобразование Фурье является классическим методом спектрального анализа, обеспечивающего высокую точность и детализированность спектрального представления. Однако, следует отметить, что этот метод чувствителен к шумам, что усложняет интерпретацию результатов, ввиду отображения шумовых процессов, накладывающихся на измеренные данные.

Метод Уэлча, являясь модификацией преобразования Фурье, снижает влияние шумов за счет сегментации сигнала и усреднения результатов, что обеспечивает более устойчивые и сглаженные спектральные оценки. Это преимущество делает метод Уэлча более подходящим для анализа данных, содержащих шумы. Однако, следует учитывать, что сегментация и усреднение может приводить к снижению разрешающей точности спектра, особенно при анализе сигналов с высоким содержанием высокочастотных компонент. Кроме того, метод Уэлча требует дополнительные вычислительные ресурсы, что может увеличивать время обработки данных.

Анализ данных с использованием обоих методов выявил различия в спектральных характеристиках для различных условий эксперимента. В диапазоне дельта-ритмов (0-4 Гц) наибольшая амплитуда наблюдалась в условиях физической активности, что может свидетельствовать о глубоком расслаблении или медленном сне. Этот результат был подтвержден как методом Уэлча, так и преобразованием Фурье, хотя последний демонстрировал больший уровень шумов. В диапазоне тета-волн (4-8 Гц) значимые амплитуды наблюдались в условиях работы за компьютером и физической активности,

что коррелирует с когнитивными процессами и медитацией. Аналогичные результаты были получены обоими методами, однако метод Уэлча предоставил более стабильные спектральные оценки. В диапазоне альфа-волн (8-15 Гц) высокие амплитуды для условий яркого солнечного света и физической активности указывают на расслабленное бодрствование, при этом преобразование Фурье продемонстрировало больше высокочастотных шумов, которые были вызваны особенностями проводимых измерений.

В диапазоне бета волн (15-30 Гц) низкие амплитуды, наблюдаемые методом Уэлча, объясняются состоянием покоя и расслабления участников эксперимента. Преобразование Фурье показало несколько более высокие амплитуды, что вызвано аддитивным сложением с шумовым спектром. В диапазоне гамма-волн (30-60 Гц) наибольшие амплитуды наблюдались для условий физической активности, что отражало интенсивную когнитивную деятельность, отмеченную обоими исследуемыми методами, при этом преобразование Фурье показало большую вариабельность из-за шумов.

Таким образом, метод Уэлча, благодаря снижению уровня шумов и сглаживанию спектральных данных, позволяет получить более чистое представление о частотных компонентах сигналов, в свою очередь преобразование Фурье, хотя и обеспечивает более детализированные спектральные данные, демонстрирует большую чувствительность к шумам. Выбор метода анализа данных, безусловно, зависит от конкретных условий эксперимента и требований к точности и стабильности спектрального анализа. В данном исследовании метод Уэлча показал более устойчивые результаты, что делает его предпочтительным для анализа данных в условиях высокого уровня шумового воздействия.

Из недостатков данного исследования можно выделить, что один из методов преобразования сигналов был чувствителен к шумам, что не дает более ясной картины сигналов. Для преобразования Фурье требуются большие временные окна, чтобы достичь более яркой интерпретации. Метод Уэлча избегает шумовые помехи и дает более сглаженные спектральные оценки, но он требует дополнительных преобразований, чтобы обеспечить правильную спектральную оценку.

Проанализировав научные работы[4-6], можно сделать вывод, что в нашем исследовании можно получить более глубокий спектральный анализ, так как используется 2 математических метода (Преобразование Фурье и Уэлча), а также было проведено больше измерений при различных условиях, что дает более яркую картину спектральных преобразований в различных диапазонах. Данная классификация спектральных плотностей дает понять, какое психоэмоциональное состояние нужно достичь, чтобы получить более устойчивый сигнал в нейроинтерфейсе «Мозг-компьютер». Правильная интерпретация частотных составляющих ЭЭГ сигналов, соответствующих определенным устойчивым психоэмоциональным состояниям организма оператора позволяет добиться увеличения достоверности классификации управляющих воздействий до 70-80%.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В рамках данного исследования были сняты данные ЭЭГ при помощи асинхронного нейроинтерфейса «Мозг-компьютер», основанного на микросхеме TGM1 с частотой дискретизации 512 Гц при различных условиях освещения и физической активности, произведен спектральный анализ с помощью двух математических методов (Метод Уэлча и Фурье). Стоит отметить, что выбор метода анализа данных ЭЭГ зависит от условий проведения эксперимента и конкретных задач. Метод Уэлча дает более сглаженные спектральные оценки, так как избегает шумовые помехи, а метод Фурье обеспечивает более детализированный анализ данных. Было доказано, что в диапазоне

гаммы-волн (30-60 Гц) наблюдались более высокие амплитуды, что отражало интенсивную деятельность, а также, что метод Уэлча дает более устойчивый спектральный анализ, однако требует дополнительные математические преобразования.

Практическая значимость работы заключается в том, что проведенная классификация спектральных плотностей мощности для различных частотных диапазонов ЭЭГ сигнала позволяет сделать выводы о том, какого именно психоэмоционального состояния оператору необходимо достичь, для устойчивого формирования того или иного управляющего сигнала в асинхронном интерфейсе «мозг-компьютер». Высокая повторяемость результатов измерений говорит о том, что при определенной тренировке, любой подготовленный оператор сможет генерировать необходимые устойчивые психоэмоциональные состояния и тем самым формировать желаемые управляющие сигналы для роботизированного устройства.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-29-20168, <https://rscf.ru/project/24-29-20168/>

ЛИТЕРАТУРА

1. Г.О.Марсаль, А.А.Анисимов. Разработка программно-аппаратного комплекса регистрации и обработки ЭЭГ-сигналов для систем с нейробиоуправлением // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ» – 2021– №10 – С. 28 – 36.
2. Яковлева, Т. В. Анализ временных рядов ЭЭГ пациентов с алкогольной зависимостью с помощью нейронных сетей // Российский журнал биомеханики. – 2024. – Т. 28, № 1. – С. 125–142.
3. Т.А.Мишкова, Н.Р.Бабачиева, С.Г.Михайлов. Методы анализа измерений электрической активности коры головного мозга при визуальности стимуляции // Вестник Псковского Государственного Университета – 2017. – №10 – С. 10 – 23.
4. Мусакулова Ж.А. Нейросетевой анализ данных энцефаллограммы / Альманах современной науки и образования // Тамбов: Грамота, 2017. № 4-5 (118). С. 68-72.
5. Shaker M.M. EEG Waves Classifier using Wavelet Transform and Fourier Transform // World Academy of Science, Engineering and Technology, International Journal of Medical, Health, Biomedical, Bioengineering and Pharmaceutical Engineering. — 2007. — Vol. 1, No. 3. — Pp. 169-174.

REFERENCES

1. G.O. Marsal, A.A. Anisimov. Development of a hardware and software complex for recording and processing EEG signals for systems with // Bulletin of ETU "LETI" - 2021 - No. 10 - P. 28 - 36.
2. Yakovleva, T. V. Analysis of EEG time series of patients with alcohol dependence using neural networks // Russian Journal of Biomechanics. - 2024. - Vol. 28, No. 1. - P. 125-142.
3. T.A. Mishkova, N.R. Babachieva, S.G. Mikhailov. Methods for analyzing measurements of electrical activity of the cerebral cortex during visual stimulation // Bulletin of Pskov State University - 2017. - No. 10 - P. 10 - 23.
4. Musakulova Zh.A. Neural network analysis of encephalogram data / Almanac of modern science and education // Tambov: Gramota, 2017. No. 4-5 (118). P. 68-72.
5. Shaker M.M. EEG Waves Classifier using Wavelet Transform and Fourier Transform // World Academy of Science, Engineering and Technology, International Journal of Medical, Health, Biomedical, Bioengineering and Pharmaceutical Engineering. — 2007. — Vol. 1, No. 3. — Pp. 169-174.

АСПЕКТЫ БЕЗОПАСНОСТИ И РАЗНОВИДНОСТИ АТАК НА БЕСПРОВОДНЫЕ СЕНСОРНЫЕ СЕТИ

И.А. Сорокин

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

Аннотация: В статье рассмотрены методы обеспечения безопасности системы беспроводных сенсорных сетей, произведён анализ областей, где активно используются сенсорные сети. Рассмотрены основные требования к безопасности сенсорных сетей, из которых выделены такие требования как: конфиденциальность, целостность и актуальность данных передающихся в сети. Помимо вышеперечисленного в статье рассмотрены актуальные кибератаки на узлы сенсорных сетей – атака «Сивиллы», атака «Приветствие», атака «черная дыра», установлена опасность данных кибератак, и методы противодействия. Также в статье проведена оценка безопасности беспроводных сенсорных сетей.

Ключевые слова: сенсорные сети, информационная безопасность, кибератаки на сеть устройств.

SECURITY ASPECTS AND TYPES OF ATTACKS ON WIRELESS SENSOR NETWORKS

I.A. Sorokin

Nizhegorodskiy gosudarstvennyy inzhenerno-ekonomicheskij universitet (NGIEU), gorod
Knyaginino Nizhegorodskoy oblasti, Rossiya

Abstract: The article discusses the methods of ensuring the security of the wireless sensor network system, analyzes the areas where sensor networks are actively used. The main requirements for the security of sensor networks are considered, of which such requirements as confidentiality, integrity and relevance of data transmitted on the network are highlighted. In addition to the above, the article discusses current cyber attacks on sensor network nodes – the Sibyl attack, the Greeting attack, the black hole attack, the danger of these cyber attacks, and counteraction methods. The article also provides an assessment of the security of wireless sensor networks.

Keywords: sensor networks, information security, cyber attacks on a network of devices.

1. ВВЕДЕНИЕ

Безопасность беспроводных сенсорных сетей обсуждалась ещё несколько лет назад. Сети имеют различные области применения. От мониторинга и отслеживания до управления программами, осуществляющими какие-либо автоматизированные процессы. Беспроводные сенсорные сети включают в себя большое количество небольших узлов. Эти узлы расположены в определенных точках необходимых для поставленных задач. Существует несколько видов применений, которые используются для определенных целей. Таким образом, в военных целях сенсорные узлы включают в себя мониторинг, наблюдение за полем боя и отслеживание объектов. В медицинских целях датчики могут быть полезны для диагностики и мониторинга пациентов. Большинство этих сетей развертываются для мониторинга региона и, в случае обнаружения не правомерных нарушений или происшествий выполняют функции

оповещения, а также помощника. Приложения беспроводных сенсорных сетей – это новый центральный этап в ИТ-экосистеме, включающий разработку аппаратного обеспечения и дизайна, распределенные алгоритмы, модели программирования, управление данными, безопасность. Беспроводные сенсорные сети широко используются в регионах, которым необходимо изучить решения конкретных задач. Сенсорные узлы отвечают за физическую регистрацию. Основная цель – найти решение для обеспечения безопасности и энергоэффективности, позволяющее защитить беспроводные сенсорные сети от любых атак. Кроме того, в этой статье предлагается несколько решений для беспроводных сенсорных сетей.

Беспроводная сенсорная сеть – это распределённые датчики, которые используются для измерения физических величин, таких как температура, звук, вибрация, давление при движении или загрязняющие вещества в разных местах. Помимо одного или нескольких датчиков, каждый узел сети обычно оснащён радиопередатчиком и приёмником (или любым другим устройством беспроводной связи), небольшим микроконтроллером и источником энергии (обычно аккумулятором). Размер сенсорного узла варьируется в зависимости от размера его упаковки и может быть уменьшен до размеров песчинки; при этом детали микроскопа всё равно должны быть изготовлены. Аналогичным образом, цена каждого сенсорного узла может варьироваться от нескольких сотен тысяч до нескольких сотен рублей в зависимости от размера и сложности узла. Ограничения по цене и размеру сенсорных узлов приводят к ограничениям в таких областях, как энергия, память, скорость обработки данных и пропускная способность. Одним из важных требований к сенсорной сети является одновременная работа. Важность времени в сенсорных сетях привела к тому, что нарушение синхронизации датчиков стало одной из основных целей противника при атаке на эти сети. Противник пытается помешать правильной синхронизации в сети различными способами, например, нарушая синхронизацию сообщений, изменяя или подделывая их, задерживая сообщения, чувствительные ко времени, захватывая некоторые узлы и отправляя с их помощью ложные сообщения. Несмотря на то, что в последние годы было внедрено несколько методов синхронизации для сенсорных сетей, до сих пор не существует универсального метода синхронизации, который мог бы одновременно соответствовать требованиям безопасности и эффективности этих сетей.

Несмотря на различные варианты применения сенсорных узлов в беспроводных сенсорных сетях, основная задача сенсорных узлов – это обнаружение, сбор данных и их передача на приёмник. Сенсорные узлы – это узлы, которые содержат необходимые данные. Из-за ограничений, присущих беспроводным сенсорным сетям, или из-за расположения сенсорных узлов относительно приёмника они не могут напрямую взаимодействовать с приёмником, поэтому требуется несколько путей передачи данных. На рис. 1 показана структура этого процесса, где расположены сенсорные узлы. Помимо выполнения задач, узлы-источники и узлы-приёмники при необходимости должны использоваться в качестве интерфейсов для передачи данных с других сенсорных узлов. Для достижения этой цели из-за ограничений на количество ресурсов (особенно маломощных и часто не перезаряжаемых или заменяемых) в беспроводных сенсорных сетях требуются оптимизированные алгоритмы маршрутизации для обеспечения высокой производительности хранения данных. Энергия может обеспечить наилучший путь от источника к приёмнику, другими словами, он должен максимально увеличить срок службы всей сети [1].

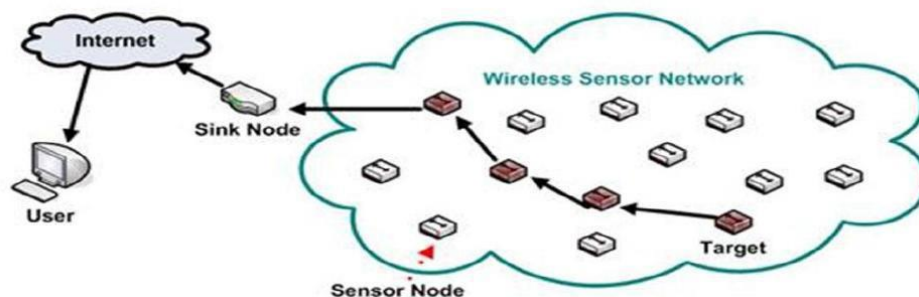


Рис. 1. Общая структура беспроводной сенсорной сети

2. ТРЕБОВАНИЯ К БЕЗОПАСНОСТИ

Безопасность в беспроводных сенсорных сетях является обязательным требованием. Эти требования не только гарантируют защиту информации, получаемой от датчиков, но и позволяют получать ограниченные ресурсы на каждом сенсорном узле, где сенсорная сеть всё ещё активна. Мотив, злоумышленник и возможности злоумышленника – это факторы, которые позволяют злоумышленнику атаковать беспроводные сенсорные сети.

1. Конфиденциальность информации. Конфиденциальность информации защищает секретную информацию от злоумышленников. Идеальный способ сохранить невидимую информацию – зашифровать данные с помощью секретного ключа.

2. Аутентификация данных. Основой множества приложений в беспроводной сенсорной сети является аутентификация сообщения. Аутентификация данных отключает любую несанкционированную сеть в сети и выявляет узлы, которые подвержены несанкционированному доступу. Также важно, чтобы данные отправлялись с подтверждением корректного источника, а корректный узел должен быть в конце соединения.

3. Целостность данных. Вражеские узлы пытаются изменить или подменить данные, поэтому целостность данных гарантирует, что получатель сообщения, полученного в результате несанкционированной передачи, не изменился.

4. Свежая информация. Новые данные означают, что информация является новой. Это гарантирует, что никакие старые данные или сообщения не будут передаваться. Несмотря на то, что конфиденциальность данных гарантирована, необходимо обеспечить новизну каждого сообщения и предотвратить повторную передачу сообщения, а также предотвратить отправку вредоносным узлом дублированных данных.

5. Контроль доступа. Контроль доступа предотвращает несанкционированный доступ к источнику. Это действие должно предотвращать несанкционированный доступ к сети.

3. РАЗНОВИДНОСТИ АТАК В БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЯХ

Беспроводные сенсорные сети очень уязвимы и чувствительны к различным типам атак на безопасность, которые вызывают широковещательную рассылку. Ещё одна причина, по которой сенсорные узлы опасны, заключается в том, что они размещаются в опасных местах, например, на поле боя. Угрозы безопасности и атаки на беспроводные сенсорные сети следующие:

1. Атака Сивиллы: Беспроводная сенсорная сеть уязвима для атаки Сивиллы. В таких случаях узел может иметь несколько идентификаторов, используемых другими узлами, поэтому узел предоставляет нескольким узлам сети только несколько идентификаторов. Рис. 2. Атака Сивиллы направлена на нарушение

целостности данных, безопасности и использования ресурсов, которых пытается достичь распределённый алгоритм. Механизмы аутентификации и шифрования могут предотвратить атаку удалённого хоста и Сивиллы на беспроводную сенсорную сеть. Криптография с открытым ключом может предотвратить такие персональные атаки, но она также требует много ресурсов в сенсорных сетях. Идентификация сенсорного узла должна быть подтверждена, поэтому Карлофф и Вагнер говорят, что это можно сделать с помощью шифрования с использованием открытого ключа, но создание и проверка цифровых подписей выходят за рамки возможностей сенсорных узлов [2,3].

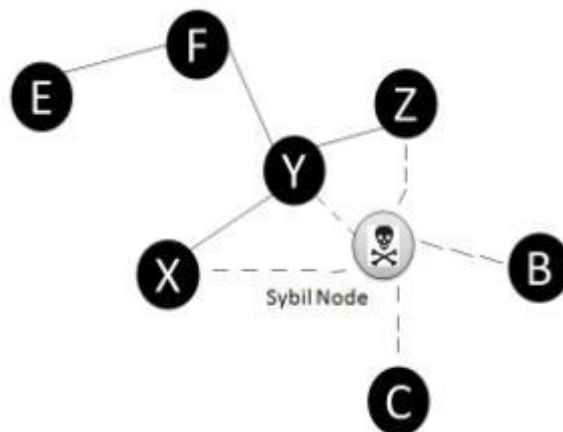


Рис. 2. Атака Сивиллы

Атака через туннель является одной из наиболее значительных и опасных атак на беспроводную сенсорную сеть. При этом типе атаки узел злоумышленника соединяет две точки сети относительно быстрым каналом связи, называемым туннель. Затем через этот туннель сеть передает данные из одной сетевой точки в соседнюю, расположенную в другой точке. При атаке через туннель злоумышленник использует настройки между собой и другими узлами, чтобы запутать протокол маршрутизации. Злоумышленник перехватывает пакеты в определенном месте сети и передает их в другое место через туннель. Туннелирование или повторную передачу битов можно выполнять выборочно. Используя методы обработки сигналов, вы можете предотвратить атаку через туннель: Если биты данных модулируются определенным образом, то известны только соседние узлы. Использование направленных антенн мобильными узлами может повысить безопасность. Соседние узлы проверяют сигналы, полученные друг от друга, и обмениваются общими данными при подтверждении соседей. Рис. 3.

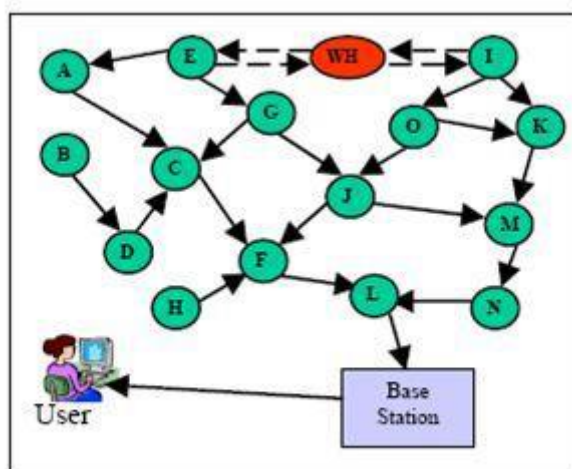


Рис. 3. Атака через туннель

Атака «Приветствие» В этой атаке, которая является одной из самых простых атак на беспроводную сенсорную сеть, злоумышленник отправляет пакет «Приветствие» на узел с наибольшей мощностью передачи для передатчика или приёмника. Узлы, 5 принимающие сообщения, предполагают, что узел-отправитель находится рядом с ними, и отправляют пакеты на узлы. Эта атака на сеть приводит к увеличению нагрузки на конкретный узел и атаке типа «отказ в обслуживании». Рис. 4.

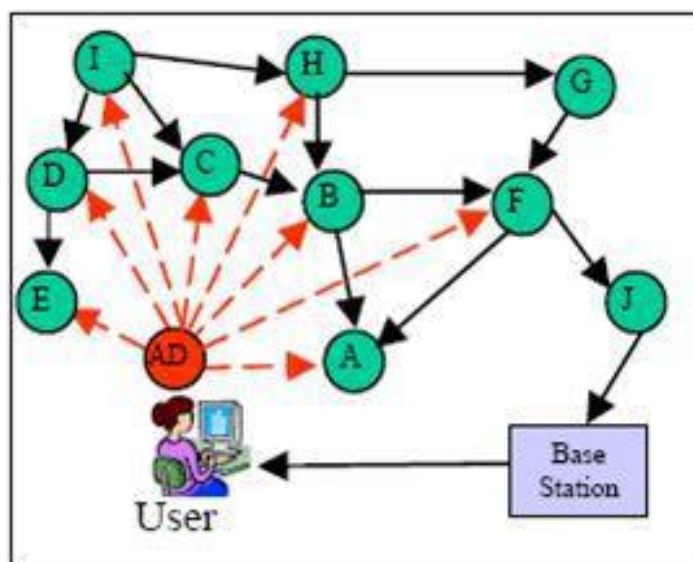


Рис. 4. Атака «Приветствие»

Атака «черная дыра» При таком типе атаки злоумышленник показывает себя в сети как узел с большим количеством ресурсов, у которого всегда есть кратчайший маршрут с этим атрибутом, и поэтому все данные проходят через узел злоумышленника [4,5]. Рис. 5.

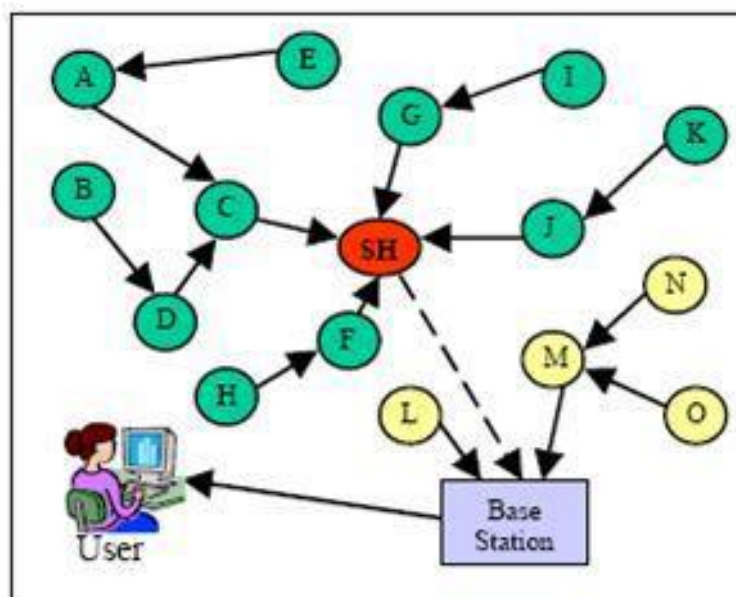


Рис. 5. Атака «черная дыра»

4. ОЦЕНКА БЕЗОПАСНОСТИ БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЕЙ

В последние годы беспроводные сенсорные сети значительно расширились и используются в самых разных областях, таких как климат, военное дело и мониторинг пациентов. Поэтому эти сенсорные сети нуждаются в защите от злоумышленников. Существуют некоторые меры безопасности, которые необходимо применять в сенсорных сетях [5].

1. Шифрование. На самом деле большинство беспроводных сенсорных сетей расположены на открытой местности или в местах с повышенным риском и поэтому уязвимы для сетевых атак. Прослушивание или добавление сообщений в сеть имеет большое значение для беспроводных сенсорных сетей. В отличие от обычного ключа, который не позволяет пользователю получить прямой доступ к информации, алгоритм шифрования ключей может изначально шифровать зашифрованные данные. Фактически, без шифрования зашифрованные данные недоступны [6,5].

2. Разделение информации. Метод разделения заключается в том, что данные делятся на несколько или более сетей, разделяются на несколько пакетов, чтобы каждый пакет передавался другим узлам в разном направлении. На этом этапе злоумышленник пытается получить все пакеты данных из сети, поэтому он должен быть доступен для всех сетей. Это комплексное решение, и энергопотребление остаётся нормальным [7,5].

3. Безопасный сбор данных. Объём данных, передаваемых в беспроводной сенсорной сети, увеличился по сравнению с предыдущей версией. В результате самой большой проблемой в сети стал трафик. Следовательно, возросла стоимость. Чтобы снизить стоимость и сетевой трафик, беспроводной сенсорный узел выполняет измерения перед передачей данных на базовую станцию. Архитектура беспроводной сенсорной сети такова, что сбор данных осуществляется во многих местах сети и что информация о местах сбора должна быть защищена [7].

4. Криптография. Одним из важнейших вопросов в области сетевой безопасности и криптографических вычислений является шифрование данных, которое изучает принципы и методы безопасной передачи или хранения информации, даже если пути передачи данных и каналы связи небезопасны или ненадёжны. Защита информации и конфиденциальности. Это означает, что только отправитель и получатель могут понять содержание сообщения, другие могут видеть его содержимое, но для них оно должно быть полностью зашифровано. [8]

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Вопрос безопасности в беспроводных сенсорных сетях более важен, чем другие вопросы. В последние годы безопасность в беспроводных сенсорных сетях приобрела большое значение. Беспроводные сенсорные сети развиваются и используются в коммерческой, медицинской и военной сферах. К сожалению, в спорах о безопасности и конфиденциальности до сих пор есть способы повлиять на эти сети. Несмотря на то, что безопасность в этой области в настоящее время повышена, а проникновение в сеть стало более сложным, успешной атаки достаточно, чтобы поставить под сомнение надёжность системы, поэтому шифрование является одним из важнейших вопросов сетевой и компьютерной безопасности. Эта область требует более сложных криптографических алгоритмов. Здесь я попытался рассмотреть различные аспекты беспроводных сенсорных сетей и атак на беспроводные сенсорные сети, в частности, в отношении безопасности и шифрования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Киричек, Р. В. Взаимодействие беспроводных сенсорных сетей с сетями связи общего пользования / Р. В. Киричек, О. В. Полуэктова // Информационные технологии и телекоммуникации. – 2015. – Т. 3, № 1. – С. 83-97. – EDN TUXWLT.
2. Коржук, В. М. Методика идентификации атак на беспроводные сенсорные сети на основе анализа поведения сети / В. М. Коржук // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия: Естественные и технические науки. – 2019. – № 11. – С. 74-80. – EDN UICDEH.
3. Коржук, В. М. Идентификация атак на беспроводные сенсорные сети на основе анализа аномального поведения сети / В. М. Коржук, П. Бонковски // Научно-технический вестник Поволжья. – 2018. – № 2. – С. 83-85. – EDN YURYYC. <https://files.stroyinf.ru/Index/582/58241.htm> (дата обращения: 06.02.2024).
4. Модель угроз безопасности беспроводных сетей передачи данных IEEE 802.11, 802.16 / М. А. Еремеев, В. А. Овчаров, С. А. Акулов, В. С. Коротков // The 2017 Symposium on Cybersecurity of the Digital Economy (CDE'17) : Book of Abstracts, Иннополис, Республика Татарстан, Россия, 19–20 сентября 2017 года. – Иннополис, Республика Татарстан, Россия: Издательский Дом "Афина", 2017. – С. 181-185. – EDN XZWWEN.
5. Безопасность передачи данных для устройств Интернета вещей / И. А. Сорокин, А. Д. Чесноков, П. Н. Романов [и др.] // Вестник связи. – 2024. – № 1. – С. 27-35. – EDN RSJPBV
6. Пашаева, Ф. Р. Исследование применения технологии шифрования данных в сетевой безопасности передачи данных / Ф. Р. Пашаева // Неделя науки - 2023: Сборник материалов 44 итоговой научно-технической конференции преподавателей, сотрудников, аспирантов и студентов ДГТУ, Махачкала, 17–29 апреля 2023 года. – Махачкала: Дагестанский государственный технический университет, 2023. – С. 53-54. – EDN WENFFQ
7. Ищукова Е.А., Толочаненко Е.А. Анализ алгоритмов шифрования малоресурсной криптографии в контексте интернета вещей // Современные наукоемкие технологии. 2019. № 3-2. С. 182–186.
8. 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_rO0ABXczAAZhY3Rpb24AAAABAA5zaW5nbGV0ZXdzVmllldwACaWQAAABAAQ4NDg5AAAdfX0VPRl9f&portal:componentId=88beae40-0e16-414c-b176-d0ab5de82e16 (дата обращения: 02.02.2024).

REFERENCES

1. Kirichek, R. V. Interaction of wireless sensor networks with public communication networks / R. V. Kirichek, O. V. Poluektova // Information technologies and telecommunications. – 2015. – Vol. 3, No. 1. – pp. 83-97. – EDN TUXWLT.
2. Korzhuk, V. M. Methodology for identifying attacks on wireless sensor networks based on network behavior analysis / V. M. Korzhuk // Modern science: actual problems of theory and practice. Series: Natural and Technical Sciences. – 2019. – No. 11. – pp. 74-80. – EDN UICDEH.
3. Korzhuk, V. M. Identification of attacks on wireless sensor networks based on the analysis of abnormal network behavior / V. M. Korzhuk, P. Bonkovsky // Scientific and Technical Bulletin of the Volga region. – 2018. – No. 2. – pp. 83-85. – EDN YURYYC. <https://files.stroyinf.ru/Index/582/58241.htm> (accessed: 02/06/2024).
4. IEEE 802.11, 802.16 Wireless Data Transmission Network Security Threat Model / M. A. Eremeev, V. A. Ovcharov, S. A. Akulov, V. S. Korotkov // The 2017 Symposium on

Cybersecurity of the Digital Economy (CDE'17) : Book of Abstracts, Innopolis, Republic of Tatarstan, Russia, September 19-20, 2017 of the year. – Innopolis, Republic of Tatarstan, Russia: Athena Publishing House, 2017. pp. 181-185. – EDN XZWWEH.

5. Data transmission security for Internet of Things devices / I. A. Sorokin, A.D. Chesnokov, P. N. Romanov [et al.] // Bulletin of Communications. – 2024. – No. 1. – pp. 27-35. – EDN RSJPBV

6. Pashayeva, F. R. Research on the use of data encryption technology in network security of data transmission / F. R. Pashayeva // Science Week 2023: Proceedings of the 44th final scientific and technical conference of teachers, staff, graduate students and students of DSTU, Makhachkala, April 17-29, 2023. – Makhachkala: Dagestan State Technical University, 2023. pp. 53-54. – EDN WENFFQ

7. Ishchukova E.A., Tolomanenko E.A. Analysis of encryption algorithms of low-resource cryptography in the context of the Internet of Things // Modern high-tech technologies. 2019. No. 3-2. pp. 182-186.

8. The first international standard in the field of industrial Internet of things was 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_rO0ABXczAAZhY3Rpb24AAAABAA5zaW5nbGVOZXdzVmllldwACaWQAAAABAAQ4NDg5AAdfX0VPRI9f&portal:componentId=88beae40-0e16-414c-b176-d0ab5de82e16 (accessed 02.02.2024).

К ВОПРОСУ ОЦЕНКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ С РЕШАЮЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ И КОРРЕЛЯЦИОННЫМ ОБНАРУЖИВАЮЩИМ КОДОМ

И.В. Гущин, В.В. Лебедев

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

Аннотация. Проведено исследование эффективности систем с обратной связью по эквивалентной вероятности ошибочного приема и среднему числу передач одного информационного элемента дискретных сообщений при использовании корреляционного обнаруживающего кода в декодирующем устройстве.

Ключевые слова: эффективность; помехоустойчивость; сообщение, решающая обратная связь; корреляционный обнаруживающий код.

ON THE QUESTION OF ASSESSING THE NOISE IMMUNITY OF A DISCRETE MESSAGE TRANSMISSION SYSTEM WITH DECISION FEEDBACK AND A CORRELATION DETECTION CODE

I.V. Guschin, V.V. Lebedev

Branch of the Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Syzran, Russia

Abstract. A study was conducted on the efficiency of feedback systems based on the equivalent probability of erroneous reception and the average number of transmissions of one information element of discrete messages using a correlation detection code in a decoding device.

Keywords: efficiency; noise immunity; message, decision feedback; correlation detection code.

1. ВВЕДЕНИЕ

Помехоустойчивость систем передачи дискретных сообщений с решающей обратной связью (РОС) зависит прежде всего от критерия надежности, то есть от правила, позволяющего сортировать принимаемые сообщения в приемной станции на правильные и ошибочные.

В настоящее время наибольшее распространение получили системы, в которых критерий надежности основан на использовании корректирующих кодов.

В данной работе будет произведена оценка помехоустойчивости и эффективности системы передачи дискретных сообщений с РОС, в которой для критерия надежности используется корреляционный обнаруживающий код.

2. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

Принцип построения корреляционный обнаруживающего кода состоит в следующем [1]. Каждый элемент первичного кода преобразуется в два элемента так, что 1 соответствует сочетанию 10, а 0 – 01.

Необнаруживаемая ошибка в таком коде возникает в случае, если два рядом расположенных элемента, соответствующие одному символу первичного кода, будут приняты с ошибкой. Остальные ошибки приема кодом обнаруживаются.

Величина вероятности ошибочного приема $p_{ош}$ и среднее число передач сообщения r_{cp} в системах с обратной связью без памяти, неизменным в процессе повторения критерием надежности и неограниченным числом допустимых повторений определяются следующими соотношениями [2]:

$$p_{ош} = \frac{p_{н.о.}}{p_{о.о.}}, \quad (1)$$

$$r_{cp} = \frac{1}{1 - p_{о.о.}} \quad (2)$$

где $p_{н.о.}$ и $p_{о.о.}$ – соответственно вероятности необнаруживаемых и обнаруживаемых ошибок за один цикл передачи.

Величины $p_{н.о.}$ и $p_{о.о.}$ образуют полную группу несовместных событий с вероятностью правильного приема сообщения за один цикл передачи q . Следовательно,

$$p_{н.о.} + p_{о.о.} + q = 1. \quad (3)$$

Для системы с РОС и симметричным каналом передачи квитанций (служебных команд «да» и «нет») соотношения (1) и (2) принимают вид [2]:

$$p_{ош} = \frac{p_{\kappa} + q_{\kappa} p_{ij}}{p_{\kappa} + q_{\kappa} p_{ij} + q_{\kappa} p_{ii}}; \quad (4)$$

$$r_{cp} = \frac{1}{p_{\kappa} + q_{\kappa} p_{ij} + q_{\kappa} p_{ii}}, \quad (5)$$

где p_{κ} и q_{κ} – соответственно вероятности ошибочного и правильного приема квитанций, причем $p_{\kappa} + q_{\kappa} = 1$; p_{ij} и p_{ii} – соответственно вероятности необнаруживаемой ошибки и правильного приема в прямом канале связи (канал передающая станция – приемная станция).

Формулы (4) и (5) получены в предположении, что необнаруживаемая ошибка является совокупностью трех несовместных событий:

1) трансформация передаваемого сообщения в другое возможное в данной системе сообщение;

2) пропуска сообщения;

3) ложного повторения сообщения.

Как следует из соотношений (4) и (5), для вычислений $p_{ош}$ и r_{cp} необходимо получить формулы для p_{ij} и p_{ii} .

Эти величины зависят от используемого критерия надежности, энергетических характеристик и метода приема в прямом канале. При расчетах $p_{ош}$ и r_{cp} вероятность ошибочного приема квитанции p_{κ} обычно считается параметром.

Получим зависимость p_{ij} и p_{ii} для корреляционного обнаруживающего кода от вероятности ошибочного приема одиночного символа p в прямом канале, которая

определяется энергетическими характеристиками и методом приема. При этом будем предполагать, что прием отдельных символов происходит независимо.

Если передаваемое сообщение содержит n двоичных единиц информации, то соответствующая ему кодовая комбинация первичного кода состоит из n двоичных символов, а комбинация корреляционного кода будет иметь $m = 2n$ символов, причем числа информационных и контрольных разрядов будут равны n .

Из условия независимости приема символов можно записать соотношение для вероятности правильного приема кодовой комбинации

$$p_{ii} = (1 - p)^{2n} \quad (6)$$

Для вычисления p_{ij} будем рассуждать следующим образом. Вероятность $p_{2n}(2)$ того, что в кодовой комбинации из $2n$ элементов произойдет 2-кратная ошибка, равна

$$p_{2n}(2) = C_{2n}^2 p^2 (1 - p)^{2n-2} \quad (7)$$

где C – символ числа сочетаний, а C_{2n}^2 – количество вариантов двукратных ошибок.

Однако, из C_{2n}^2 вариантов двукратных ошибок обнаруживаемыми будут только такие, когда оба искаженных элемента расположены в комбинации рядом и относятся к одному информационному разряду, то есть образованы от одного символа первичного кода. Число таких вариантов будет равно C_n^1 . Таким образом, вероятность необнаруживаемой ошибки в одном информационном разряде $p_{ij}(1)$ будет

$$p_{ij}(1) = C_n^1 p^2 (1 - p)^{2n-2} \quad (8)$$

Вероятность 4-кратной ошибки в комбинации из $2n$ элементов будет равна

$$p_{2n}(4) = C_{2n}^4 p^4 (1 - p)^{2n-4} \quad (9)$$

Однако число необнаруживаемых ошибок будет C_n^2 .

Следовательно, вероятность необнаруживаемой ошибки в двух информационных разрядах равна

$$p_{ij}(2) = C_n^2 p^4 (1 - p)^{2n-4} \quad (10)$$

По аналогии с (8) и (10) для вероятности необнаруживаемой ошибки в l информационных разрядах можно записать

$$p_{ij}(l) = C_n^l p^{2l} (1 - p)^{2(n-l)} \quad (11)$$

Очевидно, что общая вероятность необнаруживаемой ошибки будет равна сумме вероятностей (11) при изменении l от 1 до n :

$$p_{ij} = \sum_{l=1}^n p_{ij}(l) = \sum_{l=1}^n C_n^l p^{2l} (1-p)^{2(n-l)} \quad (12)$$

Подставив (12) в (10) в (4) и (5), получим соотношения для вероятности ошибочного приема и среднего числа передач сообщения:

$$p_{ош} = \frac{p_{\kappa} + q_{\kappa} \sum_{l=1}^n C_n^l p^{2l} (1-p)^{2(n-l)}}{p_{\kappa} + q_{\kappa} \sum_{l=1}^n C_n^l p^{2l} (1-p)^{2(n-l)} + q_{\kappa} (1-p)^{2n}}; \quad (13)$$

$$r_{cp} = \frac{1}{p_{\kappa} + q_{\kappa} \sum_{l=1}^n C_n^l p^{2l} (1-p)^{2(n-l)} + q_{\kappa} (1-p)^{2n}} \quad (14)$$

Оценка помехоустойчивости и эффективности системы с РОС по вероятности ошибочного приема $p_{ош}$ и среднему числу передач r_{cp} сообщения не является достаточно объективной, так как при такой оценке не учитывается избыточность, необходимая для создания критерия надежности. Более объективными критериями являются эквивалентная вероятность ошибочного приема $p_{\circ}$ и среднее число передач $r_{\circ}$ одного информационного элемента. Для систем с РОС эти величины определяются соотношениями [2]:

$$p_{\circ} = \frac{p_{ош}}{k}, \quad (15)$$

$$r_{\circ} = \frac{m}{k} r_{cp}, \quad (16)$$

где k – количество двоичных единиц информации, содержащихся в одном сообщении; m – общее количество элементов в кодовой комбинации.

Для системы с РОС и корреляционным кодом соотношения (15) и (16) принимают вид:

$$p_{\circ} = \frac{p_{ош}}{n}, \quad (17)$$

$$r_{\circ} = 2r_{cp}. \quad (18)$$

На рисунке 1 показаны зависимости $p_{\circ}(p)$ и $r_{\circ}(p)$ для системы с РОС и корреляционным обнаруживающим кодом при $n = 7$ и различных значениях p_{κ} . Как видно из графиков, при уменьшении p величина $p_{\circ}$ стремится к пределу, который определяется помехоустойчивостью канала обратной связи.

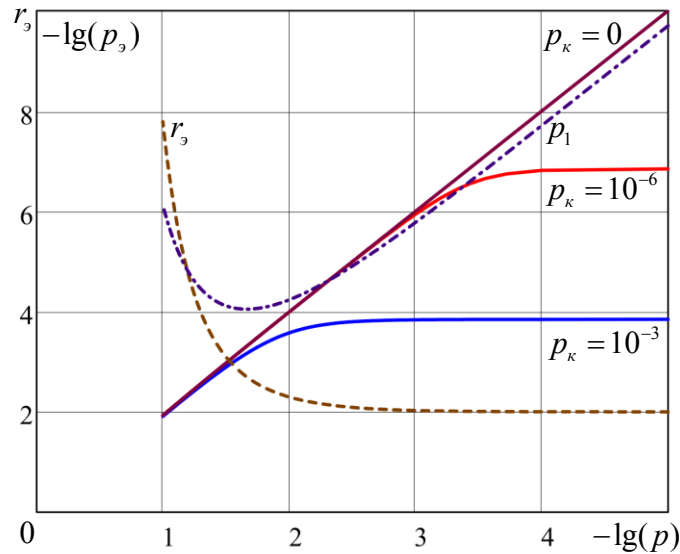


Рис. 1. Зависимости $p_s(p)$ и $r_s(p)$ для системы с РОС и корреляционным обнаруживающим кодом при $n = 7$ и различных значениях p_k

Количественная величина этого предела в соответствии с формулами (13) и (17) равна p_k/n . Следовательно, помехоустойчивость системы при сравнительно малых p определяется главным образом вероятностью искажения служебных команд. Как показывают расчеты, величина r_s при $p_k \leq 10^{-2}$ от p_k не зависит.

Для оценки эффективности использования корреляционного обнаруживающего кода в качестве критерия надежности в системе РОС на рис. 1 нанесена зависимость вероятности ошибочного приема элемента сообщения в системе одностороннего действия при некогерентном приеме с учетом увеличения длительности элементарного сигнала в r раз. Как видно из рис.1, система одностороннего действия уступает по помехоустойчивости системе с РОС только в том случае, если $p_k = 0$ и $p \leq 10^{-2}$. При больших p более помехоустойчивой является система одностороннего действия. Последнее утверждение справедливо, если при расчете p_1 для системы одностороннего действия учитываются возможности увеличения длительности элементарных сигналов в соответствии с реальными отношениями сигнал-помеха в прямом канале связи. Практическая реализация такой системы весьма затруднительна. Если же учитывать возможности увеличения длительности только за счет постоянной избыточности, которая для корреляционного кода равна 2, то система с РОС при $p_k = 0$ будет обладать большей помехоустойчивостью на всем диапазоне измерения p . Таким образом, в случае, когда необнаруживаемая ошибка в системе с РОС определяется совокупностью трех событий: трансформации передаваемого сообщения, его пропуском и ложным повторением, помехоустойчивость такой системы может быть выше помехоустойчивости системы одностороннего действия только при очень малой вероятности искажения квитанции.

Анализ отдельных составляющих необнаруживаемой ошибки показывает, что в системе с РОС наибольшим весом обладают ошибки типа ложных повторений, вероятность которых определяется соотношением $p_{н.о.з} = p_{ij}p_k$.

Известно [2], что ложные повторения могут быть сравнительно просто исключены, особенно в системах телеуправления. Для этого при передаче команд необходимо заблокировать исполнительные устройства от повторных срабатываний в течение конечного интервала времени, а при передаче программ и установок управления

необходимо производить сравнение принимаемого сообщения с сообщением предыдущего цикла передачи.

Если в системе ложные повторения исключаются, то соотношения для $p_{ош}$ и $r_{ср}$ принимают следующий вид [2]:

$$p_{ош} = \frac{p_{ij}q_k + p_k(1 - p_{ii})}{p_{ij}q_k + p_k(1 - p_{ii}) + p_{ii}q_k}; \quad (19)$$

$$r_{ср} = \frac{1}{p_{ij}q_k + p_k(1 - p_{ii}) + p_{ii}q_k}. \quad (20)$$

Подставив в (19) и (20) значение величин p_{ii} и p_{ij} , получим:

$$p_{ош} = \frac{q_k \sum_{l=1}^n c_n^l p^{2l} (1-p)^{2(n-l)} + p_k [1 - (1-p)^{2n}]}{q_k \sum_{l=1}^n c_n^l p^{2l} (1-p)^{2(n-l)} + p_k [1 - (1-p)^{2n}] + q_k (1-p)^{2n}}; \quad (21)$$

$$r_{ср} = \frac{1}{q_k \sum_{l=1}^n c_n^l p^{2l} (1-p)^{2(n-l)} + p_k [1 - (1-p)^{2n}] + q_k (1-p)^{2n}}. \quad (22)$$

На рис. 2 показаны зависимости $p_3(p)$ и $r_3(p)$ для системы с РОС и корреляционным обнаруживающим кодом при исключении ложных повторений и $n = 7$. Из сопоставления рис. 1 и 2 следует, что исключение ложных повторений позволяет существенно уменьшить влияние обратного канала на помехоустойчивость системы. При этом $p_{ош}$ уменьшается на несколько порядков.

Так при $p < 10^{-5}$, кривая $p_3(p)$ практически совпадает с аналогичной кривой для $p_k = 0$. При этом величина $p_3(p)$ уменьшается на несколько порядков. Величина r_3 при исключении ошибок типа ложных повторений практически не изменяется. Следовательно, исключение ошибок типа ложных повторений приводит к росту эффективности использования обратной связи.

На рисунке 2 приведена также зависимость ошибочного приема элемента кодовой комбинации в системе одностороннего действия при некогерентном приеме с учетом увеличения длительности элементарной посылки в r_3 раз (кривая p_1).

Как видно из рисунка система с РОС обладает большей помехоустойчивостью по сравнению с системой одностороннего действия при $p_k < 10^{-2}$ и $p_k < 10^{-4}$. Если длительность посылки системы одностороннего действия увеличивается только на величину постоянной избыточности кода, используемого для критерия надежности, то система с РОС будет более помехоустойчива при любом p и $p_k < 10^{-4}$. Однако превышение помехоустойчивости системы с РОС над системой одностороннего действия сравнительно невелико даже при $p_k = 0$.

Это является следствием того, что корреляционный код обладает высокой избыточностью (отношение общего числа элементов в кодовой комбинации к числу информационных равно 2), а обнаруживающие способности его сравнительно невелики.

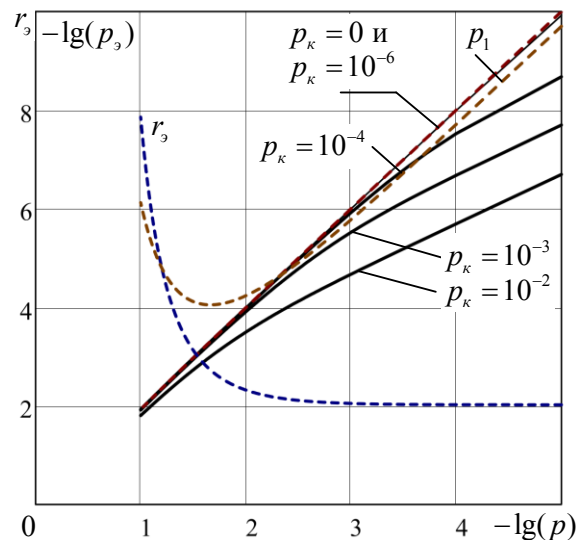


Рис. 2. Зависимости $p_s(p)$ и $r_s(p)$ для системы с РОС и корреляционным обнаруживающим кодом при исключении ложных повторений и $n = 7$.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, использование корреляционного обнаруживающего кода в качестве критерия надежности в системе с РОС будет эффективным только при исключении необнаруживаемых ошибок типа ложных повторений сообщения и достаточно высокой помехоустойчивости обратного канала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Советское радио, 1970.-728 с.
2. Ясько С.А. Методы передачи информации в информационных системах. Учебное пособие по дисциплине «Информационно-управляющие технологии в технике связи» СПб.: РГГМУ, 2007. - 257 с.

REFERENCES

1. Fink L.M. Theory of transmission of discrete messages. Moscow: Sovetskoe radio, 1970.-728 p.
2. Yasko S.A. Methods of information transmission in information systems. Textbook on the discipline "Information and control technologies in communication technology" St. Petersburg: RGGMU, 2007. - 257 p.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ СО СЛОЖНОЙ СТРУКТУРОЙ НА ОСНОВЕ РАСЧЕТА АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ ПРИ ВЕДЕНИИ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ

И.В. Коликов¹, В.А. Кульпин¹, Р.Р. Саниев¹, О.А. Акимжанов¹

¹Череповецкий государственный университет (ЧГУ),

г. Череповец, Россия

Аннотация. В статье представлены результаты исследования обнаружения сигналов современных радиотехнических средств с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией с помощью расчета значений автокорреляционной функции выборки сигнала. Результатом работы явилось оценка значения отношения сигнал-шум, при котором обеспечивается вероятность обнаружения сложных сигналов не менее 0,8 при фиксированном значении вероятности ошибки «ложной тревоги» в условиях априорной неопределённости частотно-временных их параметров.

Ключевые слова: обнаружение сигналов, линейная частотная модуляция, радиотехнический контроль, моделирование.

MODELING THE DETECTION OF SIGNALS WITH A COMPLEX STRUCTURE BASED ON THE CALCULATION OF THE AUTOCORRELATION FUNCTION IN THE CONDUCT OF RADIO ENGINEERING CONTROL

I.V. Kolikov¹, V.A. Kulpin¹, R.R. Saniev¹, O.A. Akimzhanov¹

¹ Cherepovets State University (CSU), Cherepovets, Russia

Abstract. The article presents the results of a study of signal detection of modern radio equipment with intra-pulse linear frequency modulation by calculating the values of the autocorrelation function of signal sampling. The result of the work was an estimate of the value of the signal-to-noise ratio, which provides a probability of detecting complex signals of at least 0.8 with a fixed probability of a "false alarm" error in conditions of a priori uncertainty of their time-frequency parameters.

Keywords: signal detection, linear frequency modulation, radio control, semulation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Одним из подходов к повышению вероятности обнаружения сигналов со сложной структурой при априорной неопределенности частотно-временных их параметров является использование автокорреляционной функции (АКФ) выборки сигнала [1,2].

Имеет место актуальная задача обоснование значения порога обнаружения сигналов со сложной структурой на основе расчета автокорреляционной функции при ведении радиотехнического контроля.

2. АВТОКОРРЕЛЯЦИОННАЯ ФУНКЦИЯ ШУМА

Рассмотрим поведение АКФ выборки сигнала РЛС без наличия радиоимпульсов в ней. На рис. 1 представлен пример расчета АКФ выборки записи работы РЛС, в которой присутствует только шумовая составляющая.

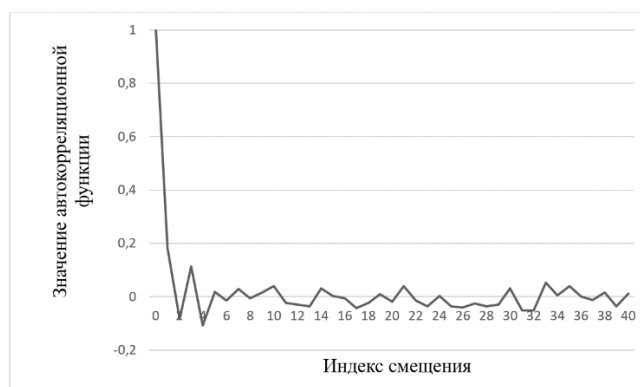


Рис. 1. АКФ выборки сигнала без наличия радиоимпульсов РЛС

Значения АКФ при смещении более 7, являются случайными значениями с нулевым средним значением и порядком дисперсии, соответствующем расчетному значению. В области смещения от 0 до 6 значения АКФ объясняется ограниченной полосой (ΔF) приемных трактов средств радиотехнического контроля. Моделью белого гауссовского шума пользоваться нельзя, так как спектр шума при приеме реальных сигналов представляется вырезкой из модельного шума с полосой ΔF и спектральной плотностью N_0 . Согласно известным исследованиям [3,4] с учетом, что значение центральной частоты полосы приема отлично от нуля, вид АКФ будет определяться выражением:

$$R(k) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} S(f) e^{i2\pi f k} df}{R(0)} = \frac{N_0 \int_{F_c - \frac{\Delta F}{2}}^{F_c + \frac{\Delta F}{2}} e^{i2\pi f k} df}{R(0)} = \frac{\sin \pi \Delta F k}{\pi \Delta F k} \cos(2\pi F_c k) \quad (1)$$

Вид АКФ, представленной на рис. 1, согласуется с теоретическими расчетами. Запись шумовой составляющей была произведена с полосой приема 7 МГц, и с частотой дискретизации равной 8 МГц. Соответственно первый отсчет АКФ находится в непосредственной близости от ее первого нулевого значения, на рис. 1 первое значение равное 0,17.

3. АВТОКОРРЕЛЯЦИОННАЯ ФУНКЦИЯ СИГНАЛОВ С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Рассмотрим поведение АКФ выборки сигнала РЛС при наличии радиоимпульсов в ней. Пример такой АКФ записи сигнала РЛС TRX-22 при наличии полезного сигнала представлен на рис. 2.

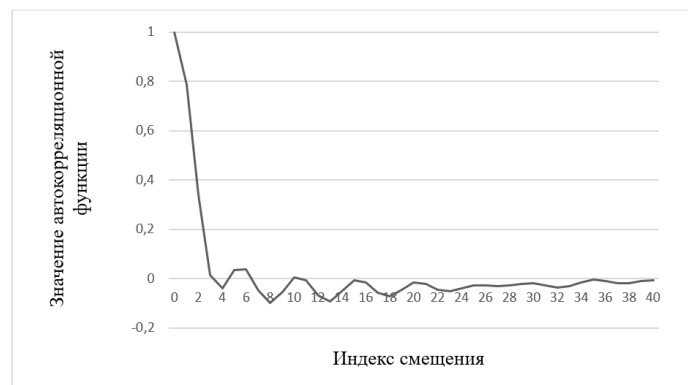


Рис. 2 Вид АКФ записи сигнала РЛС TRX-22 при наличии радиоимпульса с ЛЧМ

Главный лепесток АКФ справа ограничен значением смещения, равным 3. При условии, что значение смещения фактически выражается через обратную величину частоте дискретизации, данный факт согласуется с теоретическими зависимостями и определяется выражением:

$$\Delta\tau_{\text{лчм}} = \frac{1}{|\Delta f|} \quad (2)$$

Справа от главного лепестка расположена серия боковых лепестков, существенно более слабых по отношению к главному. Длительность сигнала в примере составляет 550 отсчетов, соответственно в области первых лепестков, ограниченных 20 отсчетами, АКФ выборки определяется преимущественно АКФ радиоимпульса с ЛЧМ.

Таким образом, при выполнении условия $\Delta F > \Delta f$ АКФ выборки медленнее спадает, по сравнению со случаем, когда присутствует только шумовая составляющая.

Кроме того, остроконечность АКФ сигналов со сложной структурой, в рамках решения задачи обнаружения сигнала в условиях априорной неопределенности параметров полезного сигнала, позволяет повысить вероятность правильного принятия решения о наличии радиоимпульсов со сложной структурой при фиксированном значении ОСШ, по сравнению с энергетическими принципами обнаружения, например по мощности спектральных составляющих полезного сигнала на фоне помех.

В совокупности два данных фактора определяют целесообразность принятия в качестве достаточной статистики значения, равного среднему арифметическому значению модулей первых двух значений АКФ выборки сигнала.

Для расчета порога обнаружения, были рассчитаны достаточные статистики в двух случаях: при наличии только шумовой составляющей и при наличии полезного сигнала в выборке.

На основе результатов аккумуляирования статистических данных о распределении значений АКФ при различных ОСШ, была построена кривая обнаружения при значении ложной тревоги 0,01, представленная на рис. 3. Для сравнения на том же графике, построена теоретическая кривая обнаружения на основе использования энергетического порога при таком же значении ложной тревоги.

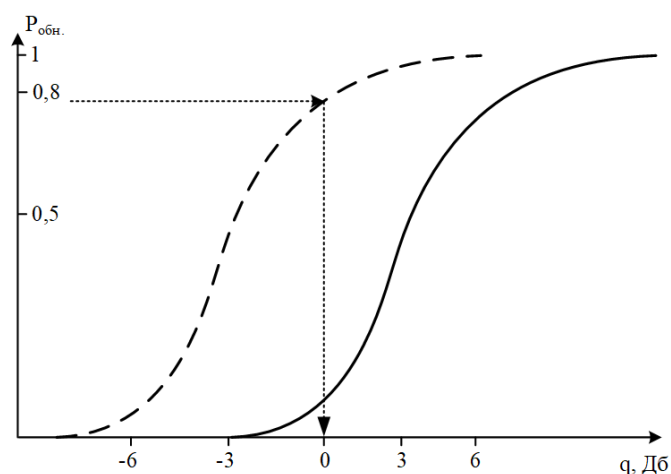


Рис. 3. Кривые обнаружения радиоимпульсов с ЛЧМ на основе АКФ и использования энергетического порога

Анализ графика показывает, при ОСШ менее 0 дБ обеспечивается вероятность обнаружения не хуже 0,8.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в условиях априорной неопределённости, характерной для ведения РТК [5], с помощью расчета АКФ возможно обнаружение сигналов со сложной структурой, в частности радиоимпульсов с ЛЧМ, при критически низком отношении ОСШ (менее 0 дБ).

ЛИТЕРАТУРА

1. Бабанов Н.Ю. Дмитриев В.В., Замятина И.Н. О применении ЛЧМ-зондирующих сигналов в нелинейной радиолокации // Вестник НГИЭИ, 2018, № 3 (82). – С. 18-27.
2. Доматырко Д.Г. Моделирование ЛЧМ сигналов и их достоинства перед другими сложными сигналами // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2010, № 4. – С. 144-149.
3. Безрук В.М. Обнаружение и распознавание сигналов в условиях априорной неопределенности при автоматизированном радиомониторинге // Радиоэлектроника и информатика, 2018, № 3. – С. 8-12.
4. Никандрова Ю. А. Автокорреляционные функции одномерных хаотических моделей // Прикладная информатика, 2007, № 2. – С. 122-138.
5. Коликов И.В., Уткин В.В., Бомый А.С. Проектирование динамической комплексной модели радиоэлектронной обстановки при разработке сценариев применения средств радиоэлектронного контроля // Военный инженер. 2021, № 1(19). – С. 31-41.

REFERENCES

1. Babanov N.Yu. Dmitriev V.V., Zamyatina I.N. On the use of LCHM-sounding signals in nonlinear radar // Bulletin of the NGIEI, 2018, No. 3 (82). – pp. 18-27.
2. Domatyрко D.G. Modeling of LCHM signals and their advantages over other complex signals // Bulletin of the Voronezh State Technical University, 2010, No. 4. – pp. 144-149.
3. Bezruk V.M. Detection and recognition of signals under conditions of a priori uncertainty in automated radio monitoring // Radio Electronics and Informatics, 2018, No. 3. – pp. 8-12.
4. Nikandrova Yu.A. Autocorrelation functions of one-dimensional chaotic models // Applied Informatics, 2007, No. 20. – pp. 122-138.
5. Kolikov I.V., Utkin V.V., Bosy A.S. Designing a dynamic integrated model of the radioelectronic environment in the development of scenarios for the use of electronic control equipment // Military Engineer, 2021, № 1(19). – Pp. 31-41.

РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ КАНАЛЬНОГО КОДИРОВАНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ LDPC-КОДОВ ДЛЯ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ РАДИОСВЯЗИ

И.В. Свиридова, М.В. Хорошайлова, И.В. Остроумов

Воронежский государственный технический университет (ФГБОУ ВО ВГТУ),
Воронеж, Россия

Аннотация. Код с низкой плотностью проверок на четность (LDPC) является многообещающим кодом коррекции ошибок и был принят в качестве схемы канального кодирования в новой радиосвязи пятого поколения (5G). Однако разработка высокопроизводительного декодера для LDPC кодов 5G является сложной задачей, поскольку их многочисленные переменные узлы первой степени очень подвержены ошибкам. В этой статье данная проблема решена путем разработки функции обновления контрольных узлов с низкой сложностью, что значительно улучшает надежность сообщений от контрольных узлов к переменным узлам. Дополнительно, с использованием предложенной стратегии адаптации столбцов, наш декодер может обеспечить прирост производительности на 0,4 дБ по сравнению с существующими решениями.

Ключевые слова: коды с низкой плотностью проверок на четность, декодер LDPC 5G, высокая производительность, реализация VLSI.

DEVELOPMENT OF A CHANNEL CODING TECHNIQUE USING LDPC CODES FOR THE FIFTH GENERATION OF RADIO COMMUNICATIONS

I. V. Sviridova, M.V. Horoshaylova, I. V. Ostroumov

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. The Low-density Parity Check (LDPC) code is a promising error correction code and has been adopted as a channel coding scheme in the new fifth generation (5G) radio communications. However, the development of a high-performance decoder for LDPC 5G codes is a difficult task, since their numerous variable nodes of the first degree are very error-prone. In this article, this problem is solved by developing a low-complexity control node update function, which significantly improves the reliability of messages from control nodes to variable nodes. Additionally, using the proposed column adaptation strategy, our decoder can provide a 0.4 dB performance increase compared to existing solutions.

Keywords: low-density parity check codes, LDPC 5G decoder, high performance, VLSI implementation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Коды LDPC используются в промышленных стандартах и выбраны для 5G благодаря их высокой способности к коррекции ошибок и поддержке параллельной обработки. Однако декодирование по алгоритму вероятностного распространения (BP) сложно в реализации, поэтому используются упрощенные версии, такие как минимальная сумма (MS) и ее модификации (NMS, OMS), хотя они снижают производительность. Статья направлена на создание эффективного декодера для 5G, адаптируя его к чувствительным переменным узлам LDGM, что особенно важно при малом количестве бит квантования [1].

Недавние алгоритмы улучшают коррекцию ошибок в LDPC 5G, но сталкиваются с высокой сложностью. Алгоритм AMS использует смещающий фактор для улучшения декодирования, а новый IAMS уменьшает ошибки и управляет узлами высокой степени, показывая значительное улучшение, особенно для кодов с низкой и средней скоростью.

В статье предложены параллельные архитектуры и слоистые расписания для ускорения декодирования и минимизации потребления ресурсов. Реализация на технологии CMOS 90 нм показала значительное повышение пропускной способности. Рассматриваются функции оптимизации проверочных узлов для повышения надежности сообщений в условиях фиксированной точности, что улучшает общую производительность декодеров для LDPC-кодов 5G.

В новой функции обновления проверочного узла для декодирования LDPC используются только минимальные значения первых двух сообщений ($\min1$ и $\min2$), что позволяет улучшить точность по сравнению с традиционным алгоритмом MS, интегрируя больше внешних сообщений в расчет. Эта функция значительно уменьшает вероятность ошибок, особенно для расширенных проверок, делая процесс декодирования более надежным и эффективным.

2. ПРЕДЛОЖЕННЫЙ АЛГОРИТМ ДЕКОДИРОВАНИЯ IAMS

В кодах LDPC для 5G все добавочные номера переменных узлов (VNS) имеют степень 1, и каждый из них подключен к уникальному проверочному узлу (CN). Из-за этого на каждой итерации эти узлы получают только одно сообщение CTV, что делает их чувствительными к надежности этих сообщений и к выбору коэффициента смещения. В реализациях с фиксированной точкой коэффициент смещения, как правило, неоптимален, поэтому надежность сообщений CTV ограничена из-за ограниченного битового представления сообщений, что является основной причиной серьезного снижения производительности OMS-декодера с фиксированной точкой. Для повышения производительности декодеров 5G LDPC предложена новая функция обновления проверочных узлов (CN-update), которая повышает надежность сообщений CTV и, таким образом, эффективно улучшает производительность LDPC декодеров для 5G [2].

Обозначим первое и второе минимальные значения входных сообщений VTC в CN как $\min1$ и $\min2$, соответственно. Чтобы обеспечить простоту вычислений, мы используем только эти два значения, которые доступны в обычном MS-декодере, для создания новой функции обновления CN. В качестве индексов VN_s зададим idx_1 и idx_2 , соответствующие $\min1$ и $\min2$ соответственно. $I(m)$ определяется как $I(m) = \{idx_1, idx_2\}$ и $I(m) = \mathcal{N}(m) / I(m)$.

$$\alpha_{n,m}^{(t)} = \tau_{n,m}^{(t)} \cdot \phi\left(\sum_{n' \in \mathcal{N}(m) \setminus n} \phi(|\beta_{n',m}^{(t)}|)\right) \quad (1)$$

Наблюдая за (1), мы замечаем, что при $n \in I(m)$ как $\min1$, так и $\min2$ являются внешними сообщениями VTC, которые используются для вычисления сообщения CTV $\alpha_{n,m}^{(t)}$. Поскольку величина $\alpha_{n,m}^{(t)}$ определяется минимальной величиной внешних сообщений VTC, может быть достигнута достаточная точность, если использовать первую и вторую минимальные величины внешних сообщений VTC для аппроксимации функции обновления CN алгоритма BP. Следовательно, для $n \in I(m)$ мы приближаем функцию обновления CN, показанную в (1), к (2)

$$\alpha_{n,m}^{(t)} = \tau_{n,m}^{(t)} \cdot \phi(\phi(\min_1) + \phi(\min_2)) \quad (2)$$

Основываясь на этом свойстве, коэффициент смещения для $n \in I(m)$ может быть определен в соответствии с $\min_1$ и $\min_2$. Для $n \in I(m)$ можно получить более точный поправочный коэффициент, основываясь только на $\min_1$ и $\min_2$. Поскольку MS-декодер работает лучше, чем OMS-декодер, с кодами LDPC 5G в реализациях с фиксированной точкой, λ устанавливается равным 0 для LDPC). Предлагаемая функция обновления CN показана в формуле (3) [3].

$$\alpha_{n,m}^{(t)} = \begin{cases} \tau_{n,m}^{(t)} \cdot \min_2, & n = idx_1 \\ \tau_{n,m}^{(t)} \cdot \min_1, & n = idx_2 \\ \tau_{n,m}^{(t)} \cdot \max(\min_1 - 1, 0), & n \in \bar{I}(m) \text{ \& } \Delta = 0 \\ \tau_{n,m}^{(t)} \cdot \min_1, & n \in \bar{I}(m) \text{ \& } \Delta \neq 0 \end{cases} \quad (3)$$

На рис. 1 представлены вероятности несовпадения для различных функций обновления CN. В этом исследовании передаваемые сообщения квантуются до 4 бит. Это означает, что значения $|\beta_{n,m}|$ могут принимать только значения от 0 до 7. В результате общее количество комбинаций полученных сообщений в градациях постоянного тока CN составляет $8^{dc} (2^{(q-1) \cdot dc})$.

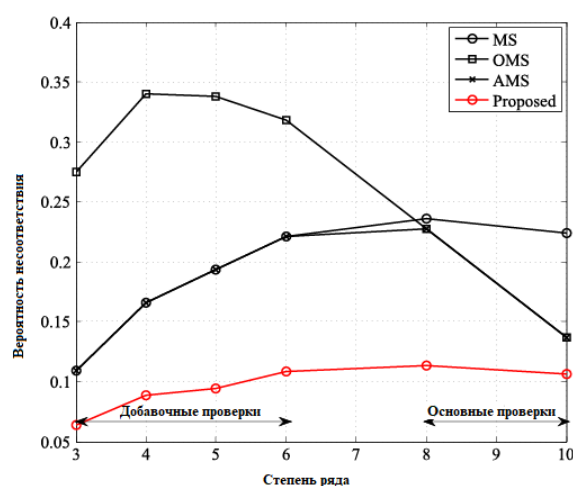


Рис. 1. Вероятности несовпадения различных функций, обновленных с помощью CN, в области степеней строк для кодов BG2.

Из рис. 1 можно видеть, что по сравнению с декодерами MS, AMS и AMS-кода, предложенная функция обновления CN показывает гораздо меньшую вероятность несовпадения в моделируемой исходной области степеней, которая также является областью степеней строк для кодов BG2. Декодер OMS показывает более высокую вероятность несоответствия для проверок добавочных номеров, в то время как вероятность несоответствия для основных проверок ниже по сравнению с декодером MS. Декодер MS сочетает в себе преимущества декодеров MS и OMS, что объясняет повышение его производительности [4].

LDPC - коды для 5G чрезвычайно нерегулярны, и существует большое разнообразие в градусах столбцов. В базовой матрице BG2 градус столбца варьируется от 1 до 23, а в BG1 - от 1 до 30. При наличии большего числа соседних проверочных узлов (CNs) высокоточные переменные узлы (VN_s) обычно имеют большие значения

APP, которые называются сильными сообщениями. Эти сильные сообщения могут быть полезными или вредными для процесса декодирования, в зависимости от того, корректны они или нет. В каскадной области, где многие биты принимаются неправильно, неверные строгие сообщения, как правило, негативно влияют на исправление принятых битов. В области минимального уровня ошибок, где условия канала хорошие и наборы перехватов доминируют над производительностью декодирования, правильные надежные сообщения могут превзойти неправильные сообщения в наборах перехватов и, способствовать повышению производительности декодирования.

Для того, чтобы ограничить увеличение количества сильных сообщений, передаваемые в VN_S сообщения CTV, степень которых превышает пороговое значение D , вычисляются с использованием функции обновления CN декодирования OMS, а не предлагаемой функции обновления CN. Чтобы избежать чрезмерной коррекции достоверных сообщений, адаптация степени столбца применяется только к основным проверкам, сообщения CTV которых показывают меньшую вероятность несовпадения, чем при дополнительных проверках при применении OMS-декодирования, как показано на рис. 1. Таким образом, можно в некоторой степени контролировать влияние сильных сообщений на процесс декодирования, изменяя параметр D . Это позволяет добиться более сбалансированной производительности декодирования в областях с наименьшим уровнем ошибок. Кроме того, можно выбрать оптимальное значение D , которое обеспечит наилучшую производительность в заданной области SNR [5].

На рис. 2 представлена частота ошибок в каждой группе, когда сигнал равен 2,0дБ. Используется код $R = 1/5$, $Z = 52$, $N = 2600$ 5G LDPC, определенный в BG2. Все декодирования квантуются с параметрами $(q, \tilde{q}) = (4, 6)$. Для каждого декодирования собирается не менее 1000 кадров ошибок. Будем обозначать декодирование, в котором используется только предложенная функция обновления CN, как M1. Алгоритм IAMS, который включает как функцию обновления CN, так и адаптацию степени столбца, мы обозначим как M2. Чтобы найти оптимальное значение для параметра D , мы будем исследовать все уровни кода с помощью моделирования методом Монте-Карло. Для выбранного кода оптимальное значение D составляет 6.

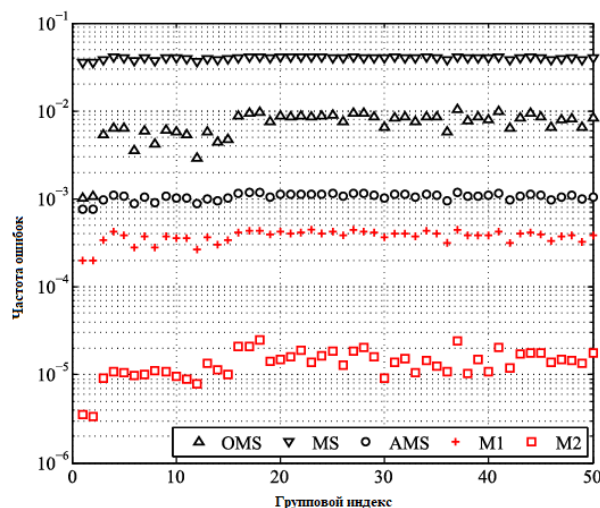


Рис. 2. Частота ошибок в каждой группе при $E_b/N_0 = 2,0$ дБ.

Поскольку количество разрядов в первых двух группах значительно превышает другие, у них больше возможностей для исправления ошибок. Поэтому эти две группы демонстрируют наилучшую производительность, особенно в случае с декодерами OMS и M2. Результаты моделирования, представленные на рисунке 2, были получены в

условиях низкого SNR, когда многие биты принимаются неправильно. Распространение некорректных достоверных сообщений оказывает более негативное влияние на процесс декодирования, чем неточный коэффициент смещения. Таким образом, OMS-декодер демонстрирует лучшие результаты по сравнению с MS-декодером. Однако оба они уступают AMS-декодеру, который является самым современным решением для декодирования LDPC-кодов 5G с фиксированной запятой. Важно отметить, что для всех групп декодеры M1 и M2 показывают более высокую производительность, чем AMS-декодер. Использование предложенной градусной адаптации столбца в M2 значительно улучшает производительность декодирования по сравнению с M1, что подтверждает эффективность данной методики [6].

Подробный процесс декодирования предложенного алгоритма IAMS показан ниже, где используется многоуровневое расписание, и каждый уровень соответствует одной строке базовой матрицы. Когда $l < 4$, основные проверки обрабатываются с применением предложенной адаптации степени столбца. Количество слоев обозначается буквой $\mathcal{L}$, а $\mathcal{L}_1$ обозначает набор индексов строк в l -м слое.

Алгоритм

Инициализация $\gamma = (\gamma_0, \gamma_1, \dots, \gamma_{N-1})$

входных данных: $\forall_m \in [0, M), n \in [0, N) : \alpha_{n,m}^{(0)} = 0,$

$\forall_n \in [0, N) : \tilde{\gamma}_n^{(0)} = \gamma_n$

```

1  for t = 1 to  $l_{t_{max}}$  do
2      for l = 0 to L - 1 do
3          for m  $\in \mathcal{L}_1$  and n  $\in \mathcal{N}_m$  do
4               $\beta_{n,m}^{(t)} = [\tilde{\beta}_{n,m}^{(t)}] \Gamma = [\tilde{\gamma}_n^{(t-1)} - \alpha_{n,m}^{(t-1)}] \Gamma$ 
5              for m  $\in \mathcal{L}_1$  and n  $\in \mathcal{N}_m$  do
6                  if l < 4 and  $d_v^n \geq D$  then
7                      Calculate  $\alpha_{n,m}^{(t)}$  using (5)
8                  else
9                      Calculate  $\alpha_{n,m}^{(t)}$  using (10)
10             for m  $\in \mathcal{L}_1$  and n  $\in \mathcal{N}_m$  do
11                  $\tilde{\gamma}_n^{(t)} = [\alpha_{n,m}^{(t)} + \tilde{\beta}_{n,m}^{(t)}] \mathcal{A}$ 
12             for n = 0 to N - 1 do
13                  $\hat{c}_n^{(t)} = HD(\tilde{\gamma}_n^{(t)})$ 
14                 if  $\hat{c}^{(t)} \cdot \mathbf{H}^T = 0$  then
15                     break
16 output :  $\hat{c}^{(t)}$ 

```

Для управления влиянием сильных сообщений в LDPC-кодах для 5G, где степени столбцов сильно варьируются, вводится адаптация степени столбцов. Это позволяет изменять обработку сообщений CTV в зависимости от их степени, улучшая процесс декодирования в разных условиях SNR. Применение этой стратегии ограничено основными проверками и оптимизирует декодирование, особенно в условиях низкого SNR. Результаты показывают, что адаптация степени столбцов значительно улучшает декодирование, особенно при использовании параметра D, выбранного на основе

тщательных симуляций. Это подтверждает, что новая функция и стратегия адаптации могут эффективно улучшать производительность декодирования в сложных условиях LDPC 5G [7].

3. РЕЗУЛЬТАТЫ

Декодеры OMS и M2 демонстрируют лучшую производительность в условиях низкого SNR, подтверждая важность адаптации степени столбцов в декодере IAMS. Процесс декодирования IAMS использует слоистый график, где основные проверки обрабатываются с адаптацией степени столбцов при $l < 4$.

Сравнение производительности декодеров IAMS, MS, OMS и AMS при квантовании $(q, \tilde{q}) = (4, 6)$ показывает, что IAMS существенно превосходит AMS, особенно в условиях низкого SNR и порога ошибок. Увеличение бит квантования улучшает устойчивость кодов к ловушечным наборам, преодолевая порог ошибок ($FER = 10^{-5}$).

Анализируя рис. 3 показывает влияние ограничения итераций. При увеличении I_{tmax} декодирование IAMS с $D = 6$ показывает лучшую производительность, чем с $D = 10$. Декодирование MS демонстрирует медленное схождение из-за завышенных CTV сообщений. В области порога ошибок увеличение итераций выше 30 незначительно улучшает результаты, кроме MS, где насыщение наступает при $I_{tmax} = 500$. IAMS с $D = 10$ превосходит $D = 6$ при меньшем числе итераций.

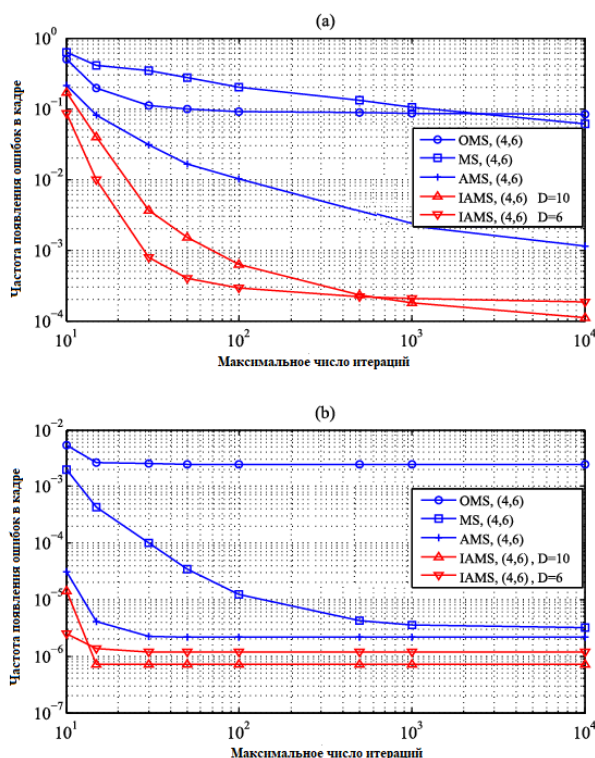


Рис. 3. Производительность FER при различных пределах повторения при
(a): $E_b/N_0 = 2,0$ дБ, (b): $E_b/N_0 = 2,6$ дБ

Анализ поведения в области порога ошибок проводится на примере «ловушечного набора». При ошибке восьми битов, v_1 получает семь неправильных и два правильных сообщения. Если сумма правильных сообщений меньше неправильных, бит v_1 будет ошибочным, и декодер застрянет в ловушке [8].

Рис. 4 иллюстрирует этот процесс при использовании IAMS с $D = 6$, где передается нулевое кодовое слово, модулированное по BPSK. Декодер не выходит из ловушки, но при увеличении D до 10 обработка улучшается, что повышает шансы исправить ошибки. Это подтверждают данные таблицы I, где при $D = 10$ сообщения CTV становятся более точными, что позволяет корректно декодировать слово. Однако слишком большое значение D может ухудшить коррекцию ошибок на ранних итерациях.

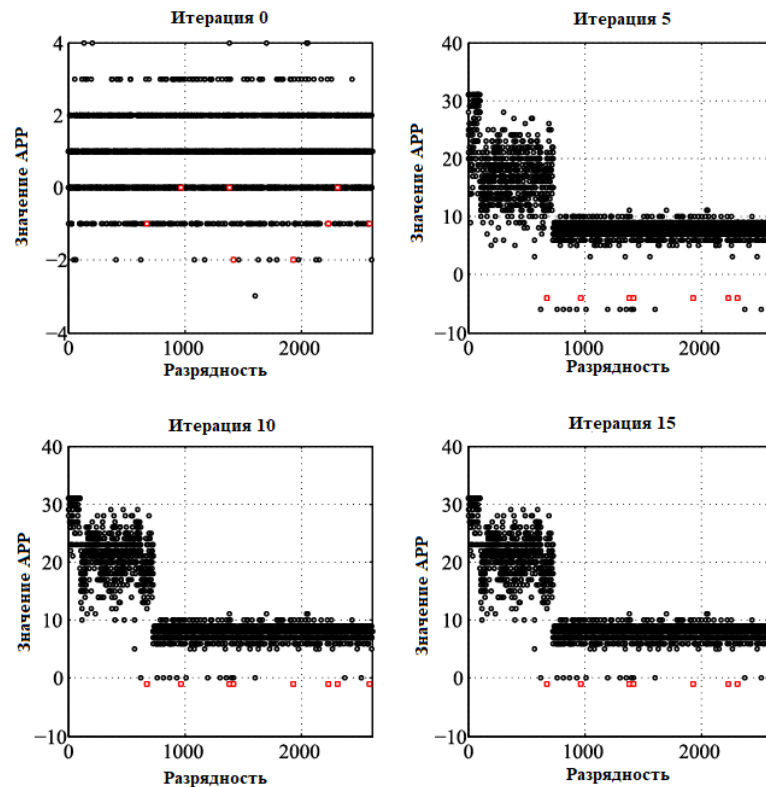


Рис. 4. Эволюция ценностей при принятии мягких решений наряду с итерациями

Предложена архитектура LDPC 5G декодера с высокой пропускной способностью и оптимизированным использованием площади. Она использует слоистое расписание и поддержку квантованных сообщений LLR, адаптированных под разные методы квантования. Декодер основан на коде QC-LDPC с параллельной обработкой и использует оптимизированные блоки памяти APP и CTV для минимизации задержек и повышения эффективности. Сообщения VTC обрабатываются в блоке CNU, где формируются сжатые сообщения CTV, которые затем декодируются и обновляют APP, завершая цикл.

Для уменьшения объема памяти и числа тактов, было предложено слияние слоев на основе ортогональности матриц BG1 и BG2. Это привело к сокращению числа тактовых циклов на 28,3% для кодов BG1 и на 26,2% для кодов BG2. При этом, память CTV сокращена на 26,2% для BG1 и на 13,9% для BG2.

Для оптимизации использования памяти был предложен метод разделённого хранения. Сообщения CTV, генерируемые в основной и ортогональной частях, разделяются между двумя подсистемами памяти, что позволяет дополнительно сократить объем на 16,6% для BG1 и на 18,4% для BG2. В совокупности слияние слоев и разделённое хранение позволили снизить объем памяти CTV на 39,6% для BG1 и на 29,8% для BG2.

Для минимизации затрат на аппаратное обеспечение блока межсоединений вводятся два метода оптимизации. Первый метод заключается в использовании структуры селективного сдвига в памяти APP для уменьшения числа входов и выходов в сети чтения и записи, минимизируя таким образом площадь и критический путь. Это достигается путем циклического сдвига сообщений APP, соответствующих расширенным битам, что упрощает доступ к нужным сообщениям.

Второй метод — это слияние слоев, при котором одновременно обрабатываются два слоя, что уменьшает количество тактов. Также используются две памяти для хранения сообщений APP расширенных битов, позволяя сократить Nio с 68 до 28 для кодов BG1 и с 52 до 16 для кодов BG2.

Дополнительно, в сети чтения сообщения APP переупорядочиваются, чтобы каждый выход генерировался не более чем из четырех входов, значительно сокращая аппаратные затраты и критический путь. Это упрощение структуры сети чтения позволяет снизить количество необходимых мультиплексоров.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для оценки потребления энергии был сгенерирован файл VCD, что позволило выполнить временной анализ мощности. При реализации предложенной архитектуры для кода $R = 1/5$, $Z = 52$, $N = 2600$ BG2, количество слоёв L удалось сократить с 40 до 30, что позволило уменьшить количество тактовых циклов на 25%. Также была достигнута экономия памяти CTV на 29,2%, а аппаратные затраты на межсоединения были значительно снижены.

Сравнивались результаты реализации декодеров IAMS и OMS. Несмотря на то, что декодер IAMS требует несколько большей площади из-за дополнительных расчётов для $idx2$, его улучшенная производительность компенсирует этот незначительный недостаток. После оптимизаций, описанных в разделе V, площадь декодера IAMS уменьшилась на 32,3%, частота увеличилась на 38,9%, а пропускная способность выросла на 84,1%, достигая 914 Мбит/с, что соответствует требованиям 5G.

Для обеспечения корректного сравнения представлены метрики TAR (пропускная способность на единицу площади) и NTAR (нормализованная метрика). TAR декодера IAMS увеличился на 173,3%, а для OMS на 168,7%, подтверждая эффективность оптимизаций.

Также была проанализирована площадь различных блоков декодера. Площадь блоков межсоединений уменьшилась на 59,6%, а память CTV - на 25,1%. Небольшое увеличение площади памяти APP, связанное с применением структуры selective-shift, оправдано значительными улучшениями в блоках межсоединений.

Рассматривая код $R = 1/5$, $Z = 52$, $N = 2600$ BG2, предложенная архитектура позволила уменьшить количество слоёв с 40 до 30, что сократило количество тактовых циклов на 25%. Также было достигнуто снижение объёма памяти CTV на 29,2%, а аппаратные затраты на сети межсоединений были существенно уменьшены.

Сравнение декодеров IAMS и OMS показало, что IAMS потребляет немного больше ресурсов из-за использования $idx2$, но это незначительно по сравнению с улучшением производительности. Оптимизации уменьшили площадь IAMS на 32,3%, а частота увеличилась на 38,9%. Пропускная способность выросла до 914 Мбит/с, что соответствует требованиям 5G. Метрика TAR для IAMS увеличилась на 173,3%, а для OMS - на 168,7%.

Анализ показал, что площадь блоков межсоединений уменьшена на 59,6%, а память CTV - на 25,1%. Это подтверждает эффективность предложенных оптимизаций. Применение метода слияния слоёв и разделённого хранения, а также оптимизация межсоединений улучшили соотношение пропускной способности к площади на 173,3%.

В статье предложен улучшенный алгоритм минимальной суммы (IAMS), который превосходит существующий AMS на 0,4 дБ по FER и имеет оптимизированную архитектуру для 5G LDPC-кодов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Башкиров, А. В. Реализация стохастического LDPC-декодера на ПЛИС / А. В. Башкиров, И. В. Свиридова // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2018. – Т. 14, № 6. – С. 103-107.
2. Башкиров, А. В. Эффективное многопороговое декодирование не двоичных кодов с предварительной оценкой ошибочности проверок / А. В. Башкиров, И. В. Свиридова, А. В. Муратов // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2015. – Т. 11, № 3.
3. Остроумов, И. В. Способы контроля помехозащищенности передачи данных / И. В. Остроумов, И. В. Свиридова, А. В. Муратов // Труды международного симпозиума "Надежность и качество". – 2013. – Т. 2. – С. 17.
4. Хорошайлова, М. В. Методика построения высокопроизводительного блочного многоуровневого кода с низкой сложностью декодирования / М. В. Хорошайлова, И. В. Свиридова, И. В. Остроумов // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции. В 5-ти томах, Воронеж, 16–18 апреля 2024 года. – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2024. – С. 163-167.
5. Остроумов, И. В. Разработка имитационных моделей систем передачи дискретной информации с использованием простых и сложных фазо- и частотно-манипулированных сигналов / И. В. Остроумов // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2014. – Т. 10, № 6. – С. 74-76.
6. Схема реализации выходного сигнала ШИМ-ЦАП-преобразователя / И. В. Свиридова, М. В. Хорошайлова, И. В. Остроумов, Д. В. Лялин // Научная опора Воронежской области : Сборник трудов победителей конкурса научно-исследовательских работ студентов и аспирантов ВГТУ по приоритетным направлениям развития науки и технологий, Воронеж, 15–19 апреля 2024 года. – Воронеж: Воронежский государственный технический университет, 2024. – С. 349-351.
7. Хорошайлова, М. В. Проектирование блока кодирования LDPC-кода для многопользовательской системы / М. В. Хорошайлова, И. В. Свиридова, И. В. Остроумов // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2023. – Т. 19, № 6. – С. 170-176.
8. Способы формирования OFDM-радиосигнала / И. В. Остроумов, А. В. Ситников, И. В. Свиридова, А. В. Муратов // Радиотехника. – 2014. – № 6. – С. 67-69.

REFERENCES

1. Bashkirov, A.V. Implementation of stochastic LDPC decoder on FPGA / A.V. Bashkirov, I. V. Sviridova // Bulletin of the Voronezh State Technical University. - 2018. – Vol. 14, No. 6. – pp. 103-107.
2. Bashkirov, A.V. Effective multithreshold decoding of non-binary codes with a preliminary assessment of the error of checks / A.V. Bashkirov, I. V. Sviridova, A.V. Muratov // Bulletin of the Voronezh State Technical University. – 2015. – Vol. 11, No. 3.
3. Ostroumov, I. V. Methods of monitoring the noise immunity of data transmission / I. V. Ostroumov, I. V. Sviridova, A.V. Muratov // Proceedings of the international symposium "Reliability and Quality". 2013. Vol. 2. p. 17.
4. Khoroshailova, M. V. Methodology for constructing high-performance block multilevel code with low decoding complexity / M. V. Khoroshailova, I. V. Sviridova, I. V.

- Ostroumov // Radar, navigation, communications : Proceedings of the XXX International Scientific and Technical Conference. In 5 volumes, Voronezh, April 16-18, 2024. Voronezh: VSU Publishing House, 2024, pp. 163-167.
5. Ostroumov, I. V. Development of simulation models of discrete information transmission systems using simple and complex phase- and frequency-shift keyed signals / I. V. Ostroumov // Bulletin of the Voronezh State Technical University. – 2014. – Vol. 10, No. 6. – P. 74-76.
 6. Scheme for implementing the output signal of the PWM-DAC converter / I. V. Sviridova, M. V. Khoroshailova, I. V. Ostroumov, D. V. Lyalin // Scientific support of the Voronezh region: Collection of works of the winners of the competition of research works of students and postgraduates of VSTU in priority areas of science and technology development, Voronezh, April 15-19, 2024. – Voronezh: Voronezh State Technical University, 2024. – P. 349-351.
 7. Khoroshailova, M. V. Design of the LDPC code coding block for a multi-user system / M. V. Khoroshailova, I. V. Sviridova, I. V. Ostroumov // Bulletin of the Voronezh State Technical University. – 2023. – Vol. 19, No. 6. – P. 170-176.
 8. Methods for forming an OFDM radio signal / I. V. Ostroumov, A. V. Sitnikov, I. V. Sviridova, A. V. Muratov // Radio engineering. – 2014. – No. 6. – P. 67-69.

ИНВАРИАНТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФОНЕМ РУССКОГО ЯЗЫКА: ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ И ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРИМЕНЕНИЕ В ЗАЩИТЕ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ

И. М. Антоненко, С.А. Вызулин, С. А. Иванушкин, О. В. Годовых

Краснодарское высшее военное орденов Жукова и Октябрьской Революции
Краснознаменное училище имени генерала армии С.М.Штеменко (КВВУ),
Краснодар, Российская Федерация

Аннотация. Экспериментально исследованы акустические характеристики фонем русского языка на материале речевой записи дикторов. Выявлены наиболее устойчивые параметры: отношение формант для гласных и спектральный наклон для согласных.

Ключевые слова: фонемы русского языка, акустические инварианты, формантный анализ, защита речевой информации, перцептивная значимость.

INVARIANT CHARACTERISTICS OF PHONEMES OF THE RUSSIAN LANGUAGE: AN EXPERIMENTAL STUDY AND PRACTICAL APPLICATION IN THE DEFENSE OF SPEECH INFORMATION

I. M. Antonenko, S. A. Vyzulin, S. A. Ivanushkin, O. V. Godovyh

Krasnodar Higher Military Orders of Zhukov and the October Revolution Red Banner School
named after Army General S.M.Shtemenko (KHMS), Krasnodar, Russian Federation

Abstract. The acoustic characteristics of Russian language phonemes were experimentally studied using the material of speakers' speech recordings. The most stable parameters were identified: the ratio of formants for vowels and the spectral slope for consonants.

Keywords: phonemes of Russian language, acoustic invariants, formant analysis, protection of speech information, perceptual significance.

1. ВВЕДЕНИЕ

В области акустического анализа речи, до сих пор нет единого мнения о том, какие именно характеристики речевого сигнала обеспечивают устойчивое восприятие фонем в условиях различных искажений, шумов и вариативности произношения [1, 0]. Исследование инвариантных характеристик фонем имеет практическую ценность для таких областей, как автоматическое распознавание речи, синтез речи, идентификация личности по голосу и, в частности, для разработки эффективных методов защиты речевой информации от акустической разведки путем применения речеподобных помех. Особую актуальность данная проблема приобретает в контексте русского языка, система которого характеризуется сложной структурой противопоставлений (по твердости/мягкости, звонкости/глухости, способу и месту образования), а вокалическая система (представлена шестью гласными фонемами (а, о, у, и, ы, э) включает значительную позиционную вариативность [0].

Выявление устойчивых инвариантов по отношению к акустическим характеристикам фонем русского языка позволит существенно повысить эффективность систем автоматического синтеза и распознавания речи и разработать новые методы защиты речевой информации, учитывающие фонологическую специфику русского языка [0].

Целью исследования является выявление и оценка инвариантных акустических характеристик фонем русского языка, сохраняющих устойчивость по отношению к различным дикторам в различных условиях произнесения и записи речевого сигнала.

В основу исследования были положены следующие гипотезы:

1) инвариантными характеристиками фонем являются не абсолютные, а относительные спектральные параметры, нормализованные с учетом индивидуальных особенностей речевого аппарата диктора [5];

2) различные классы фонем (гласные, взрывные, фрикативные, сонорные согласные) характеризуются различными типами акустических инвариантов, что обусловлено спецификой их артикуляторно-акустических свойств [2, 6];

3) перцептивная значимость акустических параметров коррелирует с их инвариантностью, что отражает адаптацию слуховой системы человека к выделению наиболее устойчивых характеристик речевого сигнала [6, 7];

4) эффективная защита речевой информации может быть достигнута путем целенаправленного искажения именно тех акустических параметров, которые обладают наибольшей инвариантностью и перцептивной значимостью [8].

2. МЕТОДОЛОГИЯ ИССЛЕДОВАНИЯ

2.1 Организация экспериментального исследования

Для объективного анализа инвариантных характеристик фонем русского языка было проведено экспериментальное исследование, направленное на выявление акустических параметров, сохраняющих устойчивость при различных условиях произнесения и записи речевого сигнала. Методология исследования основывалась на принципах экспериментальной фонетики с использованием современных методов акустического анализа речевого сигнала [1].

Организация экспериментального исследования включала следующие этапы:

1) формирование показательного текста, отражающего фонетическое разнообразие русского языка;

2) проведение многоканальной записи речевого материала в различных акустических условиях (звукоизолированное помещение, офисное помещение, общественное пространство);

3) сегментация и фонетическая маркировка речевого материала по акустико-артикуляторным признакам с использованием спектрограмм высокого разрешения;

4) акустический анализ по спектральным, временным и энергетическим параметрам с извлечением набора потенциально инвариантных параметров фонем (спектрально-временной анализ, формантный анализ);

5) статистическая обработка полученных данных с целью выявления наиболее устойчивых характеристик.

2.2 Текст

Для формирования экспериментальной записи использовались подобранные и составленные речевые фрагменты, обеспечивающие представительную выборку всех фонем русского языка в различных позиционных и комбинаторных условиях. Общий объем речевого материала составил 12 часов записей от 16 дикторов (8 мужчин и 8 женщин) в возрасте от 20 до 65 лет. Выбор именно 16 дикторов был обусловлен необходимостью обеспечить гендерный баланс, статистическую достоверность результатов и репрезентативность фонетического материала при сохранении практической реализуемости исследования. Дикторы были отобраны с учетом отсутствия выраженных диалектных особенностей произношения и речевых патологий.

2.3 Запись

Записи производились для трех типов акустических условий:

1. звукоизолированное помещение с контролируемыми акустическими характеристиками (фоновый шум не более 28 дБ);
2. офисное помещение (кабинет) (фоновый шум 35-40 дБ);
3. общественное пространство с высоким уровнем шума (60-70 дБ).

Для записи использовалась многоканальная система с синхронным снятием сигнала с микрофонов различного типа (конденсаторный студийный микрофон Октава МК-319, направленный микрофон Rode videomic go, миниатюрный электретный микрофон Proel CM602) на расстояниях 30 см, 1 м и 3 м от диктора. Это позволило смоделировать различные условия перехвата речевой информации. Сегментация и фонетическая маркировка материала производились с использованием специализированного программного обеспечения Steinberg Nuendo, с последующей ручной верификацией. Для каждой фонемы было выделено не менее 50 реализаций в различных фонетических контекстах.

2.4 акустический анализ и параметризация речевого сигнала

Для выявления потенциальных инвариантных характеристик фонем использовался комплекс методов акустического анализа, включающий:

1. спектрально-временной анализ с использованием кратковременного преобразования Фурье (STFT) и спектрограмм высокого разрешения. Данный метод обеспечил возможность исследования нестационарной природы речевого сигнала путем его разбиения на короткие сегменты (с окном анализа 20-30 мс) с последующим вычислением спектра для каждого сегмента. При проведении спектрально-временного анализа применялись следующие параметры: окно анализа типа Хэмминга длительностью 25 мс с перекрытием 10 мс; частотное разрешение 20-40 Гц для детального анализа формантной структуры; фильтр с наклоном +6 дБ/октаву для компенсации естественного спектрального наклона речевого сигнала;

2. формантный анализ, основанный на методе линейного предсказания (LPC) и автоматическом выделении формантных траекторий с последующей ручной коррекцией [3]. Данный метод основан на моделировании речевого тракта как системы с линейной передаточной функцией, полюса которой соответствуют формантным частотам. Особое внимание уделялось определению значений первых четырех формант (F_1 , F_2 , F_3 , F_4), их стационарных участков и динамики изменения, а также расчету производных параметров, таких как отношение F_1/F_2 и разность F_2-F_1 ;

3. анализ временных характеристик речевого сигнала, включающий сегментацию фонем на фазы, измерение абсолютной и относительной длительности каждой фазы, а также анализ темпоральной огибающей с использованием метода огибающей Гильберта [9]. Для количественного описания темпоральной структуры использовались такие параметры как отношение длительностей различных фаз, скорость изменения характеристик и коэффициенты асимметрии временной огибающей;

4. анализ энергетических параметров речевого сигнала, направленный на исследование распределения энергии различных фонем в частотно-временной области. Данный метод включал расчет общей энергии сигнала и ее динамики, разбиение спектра на критические полосы и оценку энергетического баланса между полосами, измерение отношения энергий в низкочастотной, среднечастотной и высокочастотной областях спектра.

Для каждой реализации фонемы рассчитывался набор из 36 акустических параметров, потенциально отражающих ее инвариантные характеристики.

Эти параметры можно разделить на следующие группы:

1) спектральные параметры (15 параметров) – формантные характеристики (8 параметров):

- частота первой форманты (F_1) – частота первого резонанса речевого тракта, связана с высотой подъема языка при произнесении гласных (ниже язык — выше F_1);
- частота второй форманты (F_2) – частота второго резонанса речевого тракта, связана с передне-задним положением языка (передние гласные имеют более высокую F_2);
- частота третьей форманты (F_3) – связана с округлением губ и другими особенностями артикуляции;
- частота четвертой форманты (F_4) – отражает индивидуальные особенности речевого тракта говорящего;
- амплитуда первой форманты (A_1) – сила первого резонанса, влияет на воспринимаемую громкость звука;
- амплитуда второй форманты (A_2) – сила второго резонанса, важна для идентификации гласных;
- амплитуда третьей форманты (A_3) – связана с индивидуальными особенностями голоса;
- амплитуда четвертой форманты (A_4) – связана с индивидуальными характеристиками голоса;

2) общие спектральные характеристики (7 параметров):

- спектральный центроид – «центр тяжести» спектра, указывает на преобладающую частоту в звуке (определяет «яркость звучания»);
- спектральный наклон – показывает, как быстро уменьшается энергия сигнала с увеличением частоты;
- спектральная дисперсия – характеризует "разброс" энергии вокруг спектрального центроида;
- спектральный эксцесс – показывает степень "остроты" спектрального распределения;
- отношение F_1/F_2 – важная инвариантная характеристика для гласных, менее зависимая от особенностей диктора;
- разность F_2-F_1 – еще один устойчивый параметр, характеризующий тембр гласной;
- F_2 -локус – характерное значение второй форманты на границе согласного с гласным, важно для различения твердых и мягких согласных;

3) временные параметры (10 параметров):

- общая длительность фонемы – время от начала до конца фонемы;
- время атаки (нарастания) – интервал от начала фонемы до достижения максимальной интенсивности;
- время спада (релаксации) – интервал от максимума интенсивности до завершения фонемы;
- длительность стационарного участка – время, в течение которого характеристики фонемы остаются стабильными;
- отношение длительности начальной фазы к общей длительности — для гласных показывает скорость формирования артикуляции;
- отношение длительности стационарного участка к общей длительности – показывает относительную устойчивость артикуляции;
- отношение длительности конечной фазы к общей длительности – характеризует скорость перехода к следующей фонеме;
- время начала озвончения (VOT) для взрывных согласных – интервал между моментом взрыва и началом колебаний голосовых связок;
- отношение длительности смычки к длительности взрыва для взрывных согласных;

- коэффициент асимметрии временной огибающей – показывает, насколько несимметрична форма огибающей интенсивности;

4) энергетические параметры (11 параметров):

- общая энергия фонемы – суммарная энергия сигнала за все время произнесения фонемы;

- энергия в низкочастотной полосе (до 1 кГц) – содержит основную энергию основного тона и первой форманты;

- энергия в среднечастотной полосе (1-3 кГц) – содержит энергию второй и третьей формант;

- энергия в высокочастотной полосе (свыше 3 кГц) – содержит информацию о шумовых составляющих согласных;

- отношение низкочастотной энергии к общей энергии – показывает вклад основного тона и первой форманты;

- отношение среднечастотной энергии к общей энергии – показывает вклад второй и третьей формант;

- отношение высокочастотной энергии к общей энергии – показывает вклад высокочастотных шумовых составляющих;

- коэффициент спектрального наклона — отношение суммарной энергии в низкочастотной области (<2 кГц) к высокочастотной (>2 кГц);

- максимальная интенсивность – пиковое значение энергии фонемы;

- скорость изменения энергии – характеризует динамику нарастания или спада энергии;

- энергетический баланс между формантными областями — соотношение энергии в областях различных формант.

Эти 36 параметров позволяют всесторонне охарактеризовать акустические свойства фонем русского языка и выявить их инвариантные характеристики.

Математическая модель параметризации речевого сигнала может быть представлена в виде отображения:

$$P: S \rightarrow R^n, \quad (1)$$

где:

P - оператор параметризации;

S - пространство речевых сигналов;

R^n - n -мерное пространство акустических параметров.

Для каждой фонемы Φ_i формировалось множество её реализаций:

$$R(\Phi_i) = \{r_{i1}, r_{i2}, \dots, r_{im}\}, \quad (2)$$

где:

r_{i1} - j -тая реализация i -той фонемы;

m - количество реализаций.

Каждая реализация подвергалась параметризации:

$$P(r_{ij}) = (p_{ij1}, p_{ij2}, \dots, p_{ijn}), \quad (3)$$

где:

$P(r_{ij})$ - значение k -того акустического параметра для j -той реализации i -той фонемы;

n - количество параметров.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

3.1 Инвариантные характеристики гласных фонем

Анализ акустических параметров гласных фонем русского языка позволил выявить ряд характеристик, проявляющих высокую степень устойчивости в различных условиях. Для количественной оценки степени инвариантности использовался коэффициент вариации:

$$CV_k = \frac{\sigma_k}{\mu_k} \cdot 100, \quad (4)$$

где:

σ_k - стандартное отклонение k-того параметра;

μ_k - среднее значение k-того параметра.

Параметр считался потенциально инвариантным, если $CV_k < 15$ для внутридикторской вариативности и $CV_k < 25$ для междикторской вариативности. В результате анализа установлено, что абсолютные значения формантных частот проявляют значительную вариативность, особенно при сравнении данных разных дикторов.

Наиболее устойчивыми характеристиками гласных оказались:

1. отношение частот первой и второй формант (F_1/F_2) - средний коэффициент вариации составил 7,8%;

2. разница между частотами второй и первой формант (F_2-F_1) - средний коэффициент вариации составил 13 %.

Длительность гласных является наименее устойчивым параметром ($CV=22,9\%-24,5\%$), что обусловлено влиянием темпа речи, фонетического контекста и индивидуальных особенностей артикуляции. Для снижения междикторской вариативности был разработан метод нормализации формантных значений, основанный на вычислении относительных формантных координат:

$$F_{1,norm} = \frac{F_1 - F_{1,min}}{F_{1,max} - F_{1,min}}, \quad (5)$$

$$F_{2,norm} = \frac{F_2 - F_{2,min}}{F_{2,max} - F_{2,min}}, \quad (6)$$

$F_{1,norm}, F_{2,norm}$ - нормализованные значения первой и второй формант;

$F_{1,min}, F_{1,max}$ - минимальное и максимальное значения первой форманты для данного диктора;

$F_{2,min}, F_{2,max}$ - минимальное и максимальное значения второй форманты для данного диктора.

Использование нормализованных формантных значений позволило существенно снизить междикторскую вариативность (средний CV снизился с 16.2% до 8.7%), что подтверждает гипотезу о том, что инвариантными являются не абсолютные, а относительные спектральные характеристики гласных. Для оценки устойчивости выявленных инвариантов к различным видам искажений были проведены эксперименты с моделированием типичных условий акустической разведки: наложение шума различного типа, полосовая фильтрация, компрессия динамического диапазона.

Результаты показали, что отношение F_1/F_2 сохраняет устойчивость даже при отношении сигнал/шум до -5 дБ, что делает этот параметр особенно важным для систем защиты речевой информации.

3.2 Инвариантные характеристики согласных фонем

Анализ акустических характеристик согласных фонем русского языка представляет более сложную задачу ввиду большого разнообразия их артикуляторных и акустических свойств [0,0]. Для выявления инвариантных характеристик согласные были разделены на классы в соответствии с традиционной фонетической классификацией: взрывные, фрикативные, аффрикаты, сонорные, с дальнейшим подразделением по месту образования и признаку глухости/звонкости. Для взрывных согласных наиболее устойчивыми характеристиками оказались:

1. время начала озвончения (BOT), нормированное на общую длительность фонемы (CV=16%-22 %);

2. спектральный наклон, определяемый как отношение энергии в низкочастотной и высокочастотной областях спектра (CV=14 %-17 %).

При этом абсолютные значения длительности смычки и взрыва проявляют значительную вариативность (CV>24 %). Для фрикативных согласных наиболее информативными и устойчивыми оказались следующие параметры:

1. спектральные характеристики шума (спектральный центроид, спектральный наклон);

2. относительная интенсивность шума в различных частотных полосах.

Математически, распределение энергии шума для фрикативных согласных описывается функцией спектральной плотности мощности:

$$S(f) = \frac{1}{T} \int_0^T |X(f, t)|^2 dt, \quad (7)$$

где:

$S(f)$ - спектральная плотность мощности;

$X(f, t)$ - кратковременное преобразование Фурье сигнала;

T - длительность анализируемого сегмента.

Для характеристики фрикативных согласных использовался также коэффициент спектрального наклона, который определялся как отношение суммарной энергии в низкочастотной (<2 кГц) и высокочастотной (>2 кГц) областях спектра:

$$SR = 10 \log_{10} \left(\frac{\int_0^{2000} S(f) df}{\int_{2000}^{F_s/2} S(f) df} \right), \quad (8)$$

где:

F_s - частота дискретизации сигнала.

Результаты анализа показали, что спектральные характеристики фрикативных согласных проявляют высокую степень устойчивости (CV<15%) в пределах одного типа фонетического контекста, но значительно варьируются в зависимости от соседних гласных.

Для сонорных согласных наиболее устойчивыми характеристиками оказались:

соотношение интенсивностей различных формантных областей (CV=15-18%);

характер формантных переходов на границах с соседними фонемами (CV=16%-20%).

Особое внимание было уделено анализу корреляции по твердости/мягкости, которая является одной из ключевых для системы русского языка. Установлено, что наиболее надежным акустическим коррелятом данного противопоставления является частотная локализация второй форманты на границе согласного с соседним гласным (F2-локус).

3.3 Устойчивость фонематических инвариантов к различным видам искажений

Для оценки устойчивости выявленных инвариантных характеристик фонем к различным видам искажений, характерным для условий акустической разведки, был проведен специальный эксперимент. Речевой материал подвергался следующим видам искажений:

1. аддитивный белый гауссовский шум различной интенсивности (сигнал/шум 30 до -10 дБ);
2. полосовая фильтрация с различными граничными частотами (300-3400 Гц, 400-2500 Гц, 500-1500 Гц);
3. реверберация с различным временем реверберации (RT60 от 0,3 до 2,0 с);
4. компрессия динамического диапазона с различными коэффициентами компрессии (от 1:1 до 10:1);
5. комбинированные искажения, моделирующие реальные условия акустической разведки.

Для каждого типа искажений и для каждого уровня искажения рассчитывались значения потенциально инвариантных параметров, которые затем сравнивались с исходными (неискаженными) значениями. Для количественной оценки степени устойчивости использовался коэффициент инвариантности:

$$K_I = 1 - \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left| \frac{p_i - p'_i}{p_i} \right|, \quad (9)$$

где:

p_i - значение i -того параметра для неискаженного сигнала;

p'_i - значение i -того параметра для искаженного сигнала;

n - количество параметров. Чем ближе значение K_I , тем выше устойчивость параметра к данному виду искажений.

Анализ полученных результатов позволил выделить параметры с наибольшей устойчивостью к искажениям:

1. для гласных фонем:
 - а) отношение частот первой и второй формант (F_1/F_2);
 - б) нормализованные формантные координаты;
 - в) относительное распределение энергии в различных частотных полосах;
2. для согласных фонем:
 - а) спектральный наклон для фрикативных согласных;
 - б) временная структура взрывных согласных (отношение длительности смычки к длительности взрыва);
 - в) относительная интенсивность шумовой составляющей для сонорных согласных.

Важным результатом исследования является установление «порогов деградации» для различных инвариантов - критических уровней искажения, при которых параметр перестает быть устойчивым. Например, для отношения F_1/F_2 пороговое значение сигнал/шум составляет примерно -5 дБ, для спектрального наклона фрикативных согласных - около 0 дБ. Эти данные имеют принципиальное значение для разработки методов защиты речевой информации, поскольку позволяют определить необходимую степень искажения сигнала для эффективного маскирования фонематических инвариантов.

3.4 Перцептивная значимость выявленных инвариантов

Для оценки перцептивной значимости выявленных акустических инвариантов был проведен ряд аудиторских экспериментов, направленных на установление корреляции

между акустическими параметрами и восприятием фонем носителями языка[0]. Эксперименты проводились по следующей методике:

1. из речевого корпуса были отобраны образцы, представляющие различные реализации исследуемых фонем;

2. применялись специальные алгоритмы обработки сигнала, позволяющие избирательно модифицировать отдельные акустические параметры, сохраняя остальные неизменными;

3. полученные стимулы предъявлялись аудиторам (28 носителей русского языка), которые должны были идентифицировать предъявленные фонемы;

4. рассчитывался коэффициент фонемной идентификации как отношение числа правильных ответов к общему числу предъявлений.

Математически зависимость между степенью модификации акустического параметра и перцептивной идентификацией фонемы может быть описана логистической функцией:

$$P(id) = \frac{1}{1 + e^{-a(\Delta p - b)}}, \quad (10)$$

где:

$P(id)$ - вероятность правильной идентификации фонемы;

Δp - относительное изменение параметра;

a, b - коэффициенты, определяемые экспериментально.

Результаты аудиторских экспериментов позволили установить иерархию перцептивной значимости различных акустических параметров для разных классов фонем. Установлено, что наиболее устойчивые акустические характеристики, как правило, имеют и наибольшую перцептивную значимость. Это подтверждает гипотезу о том, что перцептивная система человека в процессе эволюции адаптировалась к выделению именно тех акустических параметров, которые обладают максимальной устойчивостью к различным искажениям и помехам.

3.5 Статистический анализ инвариантов в различных условиях произнесения

Для оценки степени инвариантности акустических характеристик фонем в различных условиях произнесения был проведен многофакторный статистический анализ [0]. В качестве факторов, потенциально влияющих на реализацию фонем, рассматривались:

1. индивидуальные особенности диктора (междикторская вариативность);
2. фонетический контекст (влияние соседних фонем);
3. позиция в слове и фразе;
4. темп речи;
5. стиль произнесения (от формального до разговорного);
6. эмоциональное состояние диктора.

Для количественной оценки влияния каждого фактора использовался дисперсионный анализ (ANOVA), позволяющий разделить общую вариативность акустических параметров на компоненты, обусловленные различными факторами, и оценить их статистическую значимость. Влияние i -того фактора оценивалось с помощью коэффициента детерминации:

$$R_i^2 = \frac{SS_i}{SS_{total}}, \quad (11)$$

где:

SS_i - сумма квадратов отклонений, обусловленная i -тым фактором;

SS_{total} - общая сумма квадратов отклонений.

Анализ результатов статистического анализа позволил сделать следующие выводы:

1. абсолютные значения формантных частот (F_1 , F_2) в наибольшей степени зависят от индивидуальных особенностей диктора ($R^2=0,48$ и $0,42$ соответственно);

2. относительные формантные характеристики (F_1/F_2 , F_2-F_1) проявляют значительно меньшую зависимость от диктора ($R^2=0,18$ и $0,24$) и в большей степени обусловлены фонетическим контекстом ($R^2=0,57$ и $0,48$);

3. длительность гласных в наибольшей степени зависит от темпа речи ($R^2=0,37$), что ограничивает возможность использования этого параметра в качестве инварианта.

Для оценки общей степени инвариантности акустических параметров был введен интегральный коэффициент инвариантности:

$$K_{inv} = 1 - \sum_{i=1}^k w_i \cdot R_i^2, \quad (12)$$

где:

k - количество рассматриваемых факторов;

w_i - весовой коэффициент, отражающий относительную важность i -того фактора. Чем ближе значение K_{inv} , тем более инвариантным является данный акустический параметр.

3.6 Построение векторного пространства фонематических инвариантов

На основе выявленных устойчивых акустических характеристик было построено многомерное векторное пространство фонематических инвариантов, в котором каждая фонема русского языка представлена областью с определенными координатами [0]. Для построения такого пространства использовался метод главных компонент (PCA), позволяющий снизить размерность данных с сохранением максимума информации о дисперсии акустических параметров:

$$Y = W^T X, \quad (13)$$

где:

Y - матрица главных компонент;

X - исходная матрица акустических параметров;

W - матрица преобразования.

Для представления фонематических инвариантов использовались первые пять главных компонент, которые в совокупности объясняют 87,4% общей дисперсии акустических параметров. Каждая фонема в этом пространстве представлена облаком точек, соответствующих различным ее реализациям. Результаты анализа показали, что в построенном пространстве инвариантов наблюдается четкое разделение основных фонетических классов: гласные, взрывные согласные, фрикативные согласные, сонорные согласные. Внутри каждого класса также наблюдается достаточно хорошая делимость отдельных фонем, что свидетельствует о высокой информативности выявленных инвариантных характеристик.

4. ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРИМЕНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

4.1 Методы защиты речевой информации на основе выявленных инвариантов

Полученные результаты о характере и устойчивости фонематических инвариантов позволили сформулировать основные принципы построения систем защиты речевой информации от акустической разведки:

1. наиболее эффективные методы защиты должны быть направлены на искажение именно тех акустических параметров, которые обладают наибольшей инвариантностью и перцептивной значимостью;

2. степень искажения должна превышать "пороги деградации", установленные для соответствующих инвариантов;

3. для разных классов фонем необходимо применять различные стратегии защиты, учитывающие специфику их акустических характеристик.

На основе полученных данных были разработаны и экспериментально проверены следующие методы защиты речевой информации:

1) метод формантного маскирования. Основан на целенаправленном искажении соотношений формантных частот гласных фонем:

$$F'_i = \alpha_i F_i + \beta_i, \quad (14)$$

где:

F'_i - модифицированная частота i -той форманты;

F_i - исходная частота i -той форманты;

α_i - коэффициент масштабирования ($1,2 \leq \alpha_i \leq 1,8$);

β_i - величина сдвига ($150 \leq \beta_i \leq 450$ Гц);

2) метод спектрального маскирования согласных. Основан на инверсии спектрального наклона и модификации спектрального центроида:

$$S'(f) = S(f) \cdot \left(\frac{f_{max}}{f} \right)^\gamma, \quad (15)$$

где:

$S'(f)$ - модифицированный спектр;

$S(f)$ - исходный спектр;

f_{max} - максимальная частота анализа;

γ - параметр, определяющий степень инверсии ($1,2 \leq \gamma \leq 2,0$);

3) метод темпорального маскирования. Основан на нарушении временной структуры фонем:

$$s'(t) = s(\alpha(t)), \quad (16)$$

где:

$s'(t)$ - модифицированный сигнал;

$s(t)$ - исходный сигнал;

$\alpha(t)$ - нелинейная функция временного преобразования.

4.2 Экспериментальная оценка эффективности разработанных методов

Эффективность разработанных методов оценивалась с использованием двух критериев:

1. степень сохранения разборчивости для легитимного получателя, обладающего ключом преобразования (оценивалась с помощью субъективных и объективных методов оценки разборчивости речи);

2. степень снижения разборчивости для несанкционированного получателя (оценивалась с помощью аудиторских тестов и автоматических систем распознавания речи).

Результаты экспериментальной оценки показали, что наиболее эффективным является комбинированный метод, предполагающий одновременное применение формантного, спектрального и темпорального маскирования. При оптимальных параметрах преобразования данный метод обеспечивает снижение словесной разборчивости для несанкционированного получателя до 15%-20% (что соответствует практической невозможности восстановления смыслового содержания речи) при сохранении разборчивости для легитимного получателя на уровне 85%-90%.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенное экспериментальное исследование различий инвариантов фонем русского языка позволяет сделать следующие основные выводы:

1. инварианты фонем русского языка представляют собой комплексные акустические характеристики, включающие спектральные, временные и энергетические параметры речевого сигнала;

2. наибольшей степенью инвариантности обладают относительные спектральные характеристики, такие как отношение формантных частот для гласных, спектральный наклон для фрикативных согласных, временная структура для взрывных согласных;

3. степень инвариантности акустических характеристик существенно различается для разных классов фонем: наибольшей устойчивостью обладают характеристики гласных и фрикативных согласных, наименьшей - взрывных согласных;

4. перцептивная значимость акустических параметров коррелирует с их инвариантностью, что подтверждает гипотезу о том, что в процессе восприятия речи слуховая система человека ориентируется прежде всего на наиболее устойчивые акустические характеристики;

5. для эффективной защиты речевой информации от акустической разведки необходимо применять комплексные методы, направленные на искажение инвариантных характеристик различных классов фонем, с учетом их специфики и «порогов деградации»;

6. построенное многомерное пространство фонематических инвариантов может быть использовано для разработки новых методов анализа и обработки речевого сигнала, в том числе для задач защиты речевой информации, фонетической экспертизы, автоматического распознавания речи.

Полученные результаты имеют не только теоретическое, но и практическое значение, поскольку позволяют разрабатывать более эффективные методы защиты речевой информации от акустической разведки, основанные на целенаправленном искажении наиболее информативных акустических параметров речевого сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Потапова Р.К., Потапов В.В. Речевая коммуникация: от звука к высказыванию. - М.: Языки славянских культур, 2012. - 464 с.
2. Бондарко Л.В. Звуковой строй современного русского языка. - М.: Просвещение, 1977. - 175 с.
3. Кодзасов С.В., Кривнова О.Ф. Общая фонетика. - М.: РГГУ, 2001. - 592 с.
4. Златоустова Л.В., Потапова Р.К., Потапов В.В., Трунин-Донской В.Н. Общая и прикладная фонетика. - М.: Издательство МГУ, 1997. - 416 с.
5. Сорокин В.Н., Цыплихин А.И. Сегментация и распознавание гласных // Информационные процессы. - 2004. - Т. 4, № 2. - С. 202-220.
6. Хитров М.В., Захаров А.В., Кривнова О.Ф. Исследование спектральных характеристик русских гласных в потоке речи // Труды Института русского языка им. В.В. Виноградова РАН. - 2015. - № 5. - С. 458-475.
7. Галяшина Е.И. Основы судебного речеведения. - М.: СТЭНСИ, 2003. - 236 с.
8. Хорев А.А., Макаров Ю.К. Методы защиты речевой информации и оценки их эффективности // Защита информации. Инсайд. - 2015. - № 2. - С. 46-55.
9. Скрепин П.А. Сегментация и транскрипция. - СПб.: Издательство Санкт-Петербургского университета, 2004. - 137 с.
10. Сорокин В.Н. Теория речеобразования. - М.: Радио и связь, 1985. - 312 с.

REFERENCES

1. Potapova, R. K., Potapov, V. V. Speech communication: from sound to utterance. - M.: Languages of Slavic cultures, 2012. - 464 p.
2. Bondarko, L. V. Sound structure of the modern Russian language. - M.: Education, 1977. - 175 p.
3. Kodzasov, S. V., Krivnova, O. F. General phonetics. - M.: RSUH, 2001. - 592 p.
4. Zlatoustova, L. V., Potapova, R. K., Potapov, V. V., Trunin-Donskoy, V. N. General and applied phonetics. - M.: Moscow State University Publishing House, 1997. - 416 p.
5. Sorokin, V. N., Tsyplikhin, A. I. Segmentation and recognition of vowels // Information processes. - 2004. - Vol. 4, No. 2. - Pp. 202-220.
6. Khitrov, M. V., Zakharov, A. V., Krivnova, O. F. Study of spectral characteristics of Russian vowels in the speech flow // Proceedings of the V. V. Vinogradov Institute of the Russian Language of the Russian Academy of Sciences. - 2015. - No. 5. - Pp. 458-475.
7. Galyashina, E. I. Fundamentals of forensic speech science. - Moscow: STENSI, 2003. - 236 p.
8. Khorev, A. A., Makarov, Yu. K. Methods of protecting speech information and assessing their effectiveness // Information protection. Inside. - 2015. - No. 2. - Pp. 46-55.
9. Skrelin, P. A. Segmentation and transcription. - St. Petersburg: Publishing House of St. Petersburg University, 2004. - 137 p.
10. Sorokin, V. N. Theory of speech production. - M.: Radio and communication, 1985. - 312 p.

ТЕХНОЛОГИЯ ЦИФРОВЫХ ПРЕДЫСКАЖЕНИЙ ДЛЯ ПЕРЕДАТЧИКА ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТАБЛИЦ СООТВЕТСТВИЯ

Л. И. Аверина¹, В. Ю. Дорошенко¹, М. Е. Рыжиков¹

¹Воронежский государственный университет, Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрены алгоритмы уменьшения искажений сигнала в нелинейном усилителе мощности радиопередающего модуля декаметрового диапазона методом цифровых предискажений на основе таблиц соответствия, скорректированных с помощью линейной интер- и экстраполяции и линейной регрессии. Так же выявлены особенности изменения нелинейных характеристик усилителя от внешних параметров.

Ключевые слова: усилитель мощности, цифровые предискажения, нелинейные искажения, таблицы соответствия, линейная регрессия, кусочно-линейная интерполяция.

HF TRANSMITTER DIGITAL PREDISTORTION TECHNOLOGY BASED ON LOOKUP TABLE WITH EXTRAPOLATION

L. I. Averina¹, V. Yu. Doroshenko¹, M. E. Ryzhikov¹

¹Voronezh State University, Voronezh, Russia

Abstract. Modified lookup table (LUT) based distortion suppression algorithm is proposed for nonlinear power amplifier of high frequency (HF) transmitter. Two LUT modification approaches are discussed: linear inter- and extrapolation and linear regression. The features of changes in nonlinear characteristics of the amplifier depending on external parameters are revealed.

Keywords: power amplifier, digital predistortion, nonlinear distortion, lookup table (LUT), linear regression, linear interpolation.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современных комплексах радиосвязи декаметрового (далее ДКМВ) диапазона сохраняет актуальность задача повышения скорости передачи данных и увеличения спектральной эффективности сигнала. В рамках решения этой задачи разработчики предпочитают использовать все более сложные виды сигналов с различными типами модуляции, более широкой полосой и большей пропускной способностью. По мере прохождения через передающий аналоговый тракт от формирователя до антенны сигнал получает внутри- и внеполосные искажения, подвергаясь воздействию пассивных цепей с инерционными свойствами (полосовые фильтры, фильтры гармоник) и активных цепей с нелинейными и инерционными свойствами. Основным устройством, вносящим нелинейные искажения в полезный сигнал, является усилитель мощности (далее УМ).

Низкий уровень нелинейных искажений, вносимых УМ, достигается выбором режима работы оконечного каскада с высоким уровнем тока покоя. КПД такого УМ составляет 5-15%. Повышение КПД УМ (до 40% и более) является актуальной задачей, так как вместе с ним улучшаются другие сопутствующие характеристики передатчика (уменьшение массогабаритных размеров, упрощение системы охлаждения и др.) Однако, высокий КПД УМ, как правило, достигается в режимах, где нелинейностью передаточной характеристики невозможно пренебречь. При этом уровень нелинейных искажений полезного сигнала значительно возрастает. Таким образом, при разработке передающего

тракта возникает вопрос поиска компромисса между линейностью схемы, её технической сложностью и энергоэффективностью.

Среди известных методов линеаризации метод цифровых предискажений (англ. digital predistortion, DPD) привлекает наибольшее внимание с точки зрения практической реализации, поскольку данный метод может обеспечить хороший компромисс между линейностью и сложностью реализации. В последние годы предложено множество различных моделей цифровых предискажений, однако, следует отметить, что существующие схемы DPD в значительной мере адаптированы к конкретной технической задаче. Разработка схемы DPD для новой технической задачи требует детальной проработки алгоритма с учётом условий и ограничений задачи даже если математическое ядро DPD остаётся похожим на существующие решения.

В данной статье рассматривается схема DPD для цифрового передатчика ДКМВ диапазона, построенного по схеме квадратурного модулятора. Сигнал поступает на передатчик с модулятора в цифровой форме в виде IQ-отсчётов (полоса 48 кГц). Вид модулирующего сигнала не определён заранее, он может меняться в реальном времени согласно режиму работы модулятора. Могут варьироваться средняя мощность, пик-фактор сигнала, его ширина полосы (по уровню -3 дБ), и, следовательно, уровень выходной мощности, температура усилителя. Динамическое изменение температуры усилителя может существенно повлиять на его нелинейное поведение. Поэтому, чтобы должным образом компенсировать искажение, вызванное изменением температуры за короткий период времени, необходимо провести повторную калибровку системы предискажений почти в реальном времени, что часто невозможно на практике.

Ещё одним отличием УМ для ДКМВ диапазона от УМ для СВЧ диапазона является работа на несогласованную нагрузку. Как правило, в передатчике СВЧ используется УМ, работающий на согласованную нагрузку (например, благодаря установке циркулятора после УМ). Передатчик ДКМВ диапазона имеет в составе автоматическое антенно-согласующее устройство (ААнСУ), которое трансформирует импеданс антенны в приемлемое для передатчика значение. Приемлемая техническая сложность передатчика и ААнСУ для мощностей 100-300 Вт достигается при рабочем КСВН на входе ААнСУ от 1 до 1.4. Соответственно, УМ передатчика должен штатно работать на любой импеданс нагрузки внутри «круга» КСВН 1.4. При работе на несогласованную нагрузку существенно проявляются нелинейные свойства УМ с низким уровнем тока покоя.

2. АНАЛИЗ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛА В НЕЛИНЕЙНОМ УСИЛИТЕЛЕ РАДИОПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

Для создания алгоритмов цифровых предискажений необходимо, прежде всего, проанализировать особенности нелинейного поведения усилителя мощности. Для этой цели были проведены эксперименты по передаче разных видов сигналов через реальный радиопередающий модуль ДКМВ диапазона, схема которого представлена на рисунке 1.

В экспериментах происходила передача известных видов сигналов: а) двухтоновый сигнала (две гармоники на частотах +1800 Гц и +2200 Гц от несущей), б) OFDM-сигнал с полосой 6 кГц, в) OFDM-сигнала с полосой 36 кГц. С отвода датчика падающей и отраженной волны сигнал после УМ записывался в бинарный файл (формат complex int32) в виде IQ отсчетов.

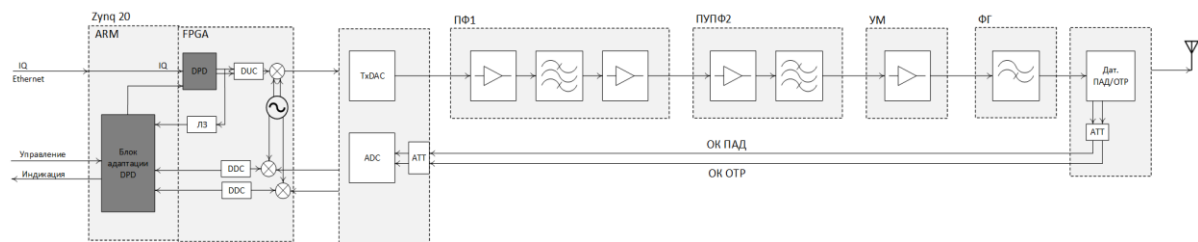


Рис. 1. Блок-схема ПРД-модуля

В дальнейшей обработке была решена задача идентификации модели УМ и задача линейаризации УМ, получены зависимости амплитудно-амплитудной характеристики (далее ААХ) и амплитудно-фазовой характеристики (далее АФХ), а также получены количественные оценки эффективности работы модели: нормированная среднеквадратичная ошибка (НСКО, англ. NMSE) и относительный уровень мощности в соседнем канале (англ. adjacent channel power ratio, ACPR).

Основными особенностями измеренных характеристик УМ являются:

а) Коэффициент усиления существенно зависит от температуры. На рисунках 2, 3 видно, что с увеличением температуры в малом диапазоне (от 40°C до 60°C) происходит изменение формы зависимости K_y от P_{in} .

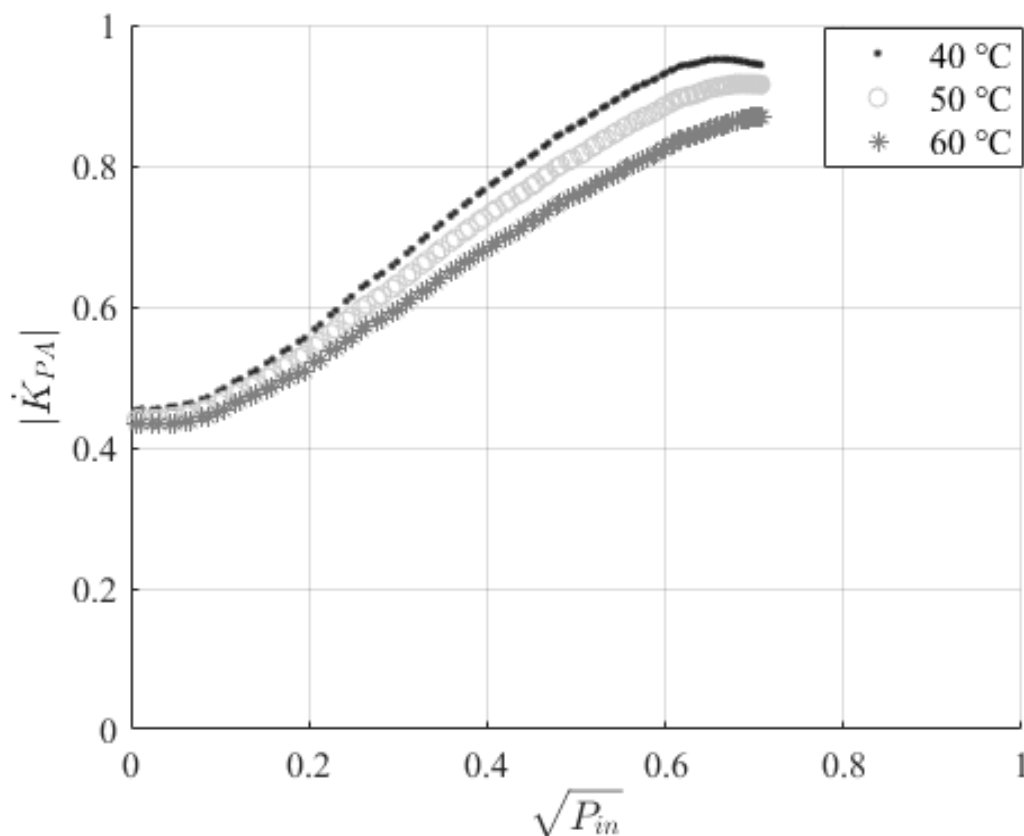


Рис. 2. Амплитуда коэф. усиления УМ при различных температурах (двухтоновый сигнал)

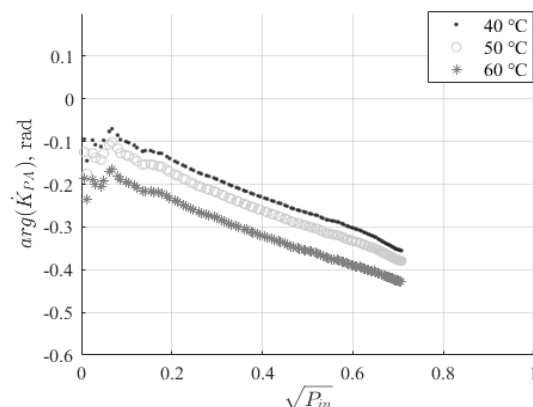


Рис. 3. Фаза коэф. усиления УМ при различных температурах
(двухтоновый сигнал)

б) При работе на согласованную нагрузку (50 Ом) усилитель работает в оптимальном режиме. Если импеданс нагрузки отличается от оптимального, то усилитель начинает работать не в проектном режиме (либо увеличивается ток в канале полевого транзистора, либо растет выходное напряжение). Как правило это приводит к усугублению нелинейных эффектов в УМ (см. рис. 4, 5).

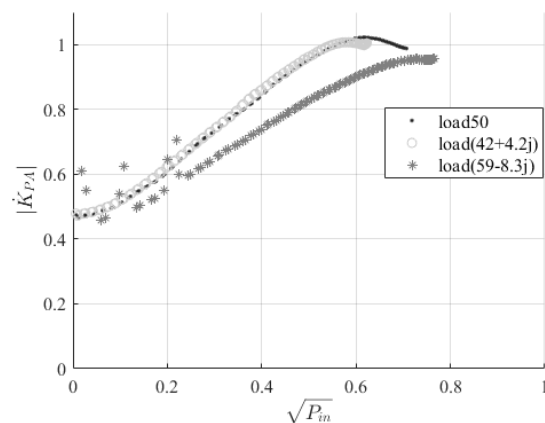


Рис. 4. Амплитуда коэф. усиления УМ при различной нагрузке
(двухтоновый сигнал)

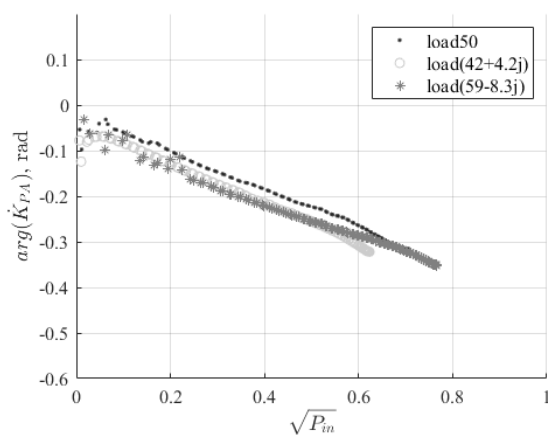


Рис. 5. Фаза коэф. усиления УМ при различной нагрузке
(двухтоновый сигнал)

в) Увеличение среднего уровня сигнала приводит к изменению нелинейных свойств усилителя мощности. Если изменение средней мощности происходит скачкообразно, или

меняется форма сигнала, то алгоритм идентификации модели не может подстроиться под резкое изменение среднего уровня сигнала, то есть идентификация модели УМ производится неверно. Чтобы убедиться в этом, была сформированная модель УМ на основе OFDM-сигнала с полосой 36 кГц. Через нее пропустили (тестовый сигнал – две гармоники на частотах +1800 Гц и 2200 Гц от несущей) (см. рис. 6, 7).

На графиках можно наблюдать, что в областях высоких мощностей, алгоритм идентификации модели не может подстроиться под резкое изменение формы и уровня сигнала.

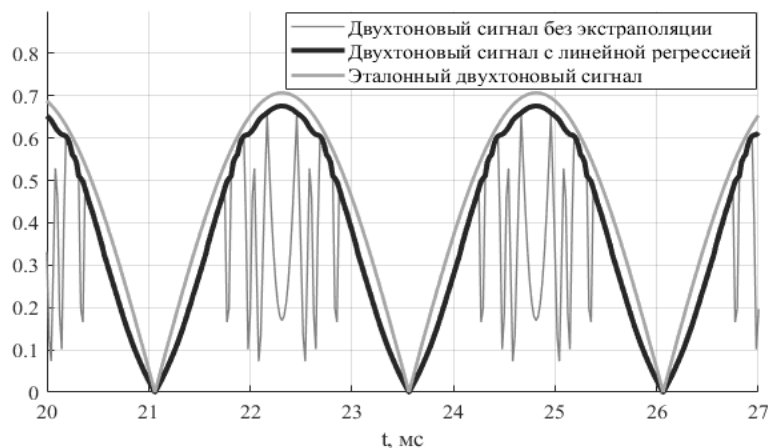


Рис. 6. Осциллограмма IQ

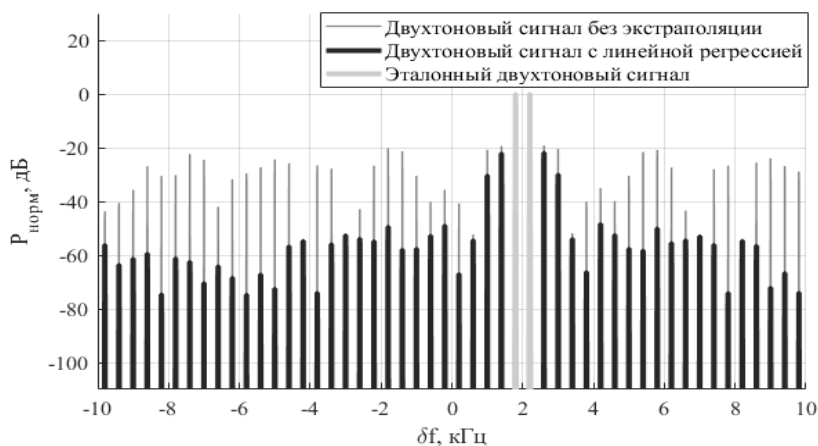


Рис. 7. Спектр IQ

3. ИДЕНТИФИКАЦИЯ МОДЕЛИ НЕЛИНЕЙНОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТАБЛИЦ СООТВЕТСТВИЯ

Классическая задача идентификации модели УМ заключается в том, чтобы минимизировать некоторую меру расхождения между смоделированными и экспериментальными данными модели усилителя мощности. В блоках на основе таблицы соответствия, где нелинейная функция представлена с помощью таблиц, нет необходимости искать коэффициенты для моделирования, так как эти таблицы построены с использованием данных измерений и включают информацию о нелинейном поведении блока. В этом случае идентификация модели УМ заключается в построении содержимого справочной таблицы, которое получается в результате обработки измеренных данных. В данной статье используется прямой метод расчета коэффициентов справочных таблиц. В связи с этим, возникла необходимость использования линейной интерполяции коэффициентов.

Метод линейной интерполяции состоит в том, что заданные точки с координатами x, y при $k = 0, 1, 2, \dots, n$ соединяются прямолинейными отрезками, а функцию $y(x)$ можно приближенно представить в виде ломаной. Здесь n соответствует размерности таблиц.

Уравнения каждого отрезка ломаной в общем случае разные. Поскольку имеется k интервалов (x_{k-1}, x_k) , то для каждого из них в качестве уравнения интерполяционного многочлена используется уравнение прямой, проходящей через две точки: для k -го интервала можно написать уравнение прямой, проходящей через точки (x_{k-1}, y_{k-1}) и (x_k, y_k) ,

$$y_* = y_{k-1} + \frac{x_* - x_{k-1}}{x_k - x_{k-1}} (y_k - y_{k-1}) \quad (1)$$

Следовательно, при использовании линейной интерполяции сначала нужно определить интервал, в который попадает значение аргумента x , а затем найти приближенное значение функции в этой точке.

Обращая внимание на третью особенность характеристик УМ, можно заметить, что алгоритм идентификации модели не может подстроиться под резкое изменение формы и уровня сигнала. Это связано с тем, что в интервалах разбиения, появляются такие интервалы, которые не содержат в себе коэффициентов моделирования. Для решения данной проблемы было предложено использовать экстраполяцию, в частности линейную регрессию.

Уравнение линейной регрессии в комплексном виде представлено формулой:

$$C(k, \dot{b}) = \sum_i \left| (\dot{y}_i - \dot{k} x_i - \dot{b}) \right|^2 \rightarrow \min \quad (2)$$

Данное уравнение сводится к матричному виду:

$$\dot{y} = \dot{k} \mathbf{X} + \dot{b} \quad (3)$$

Результаты формирования модели УМ с кусочно-линейной интерполяцией и линейной регрессией представлены на рисунке 8.

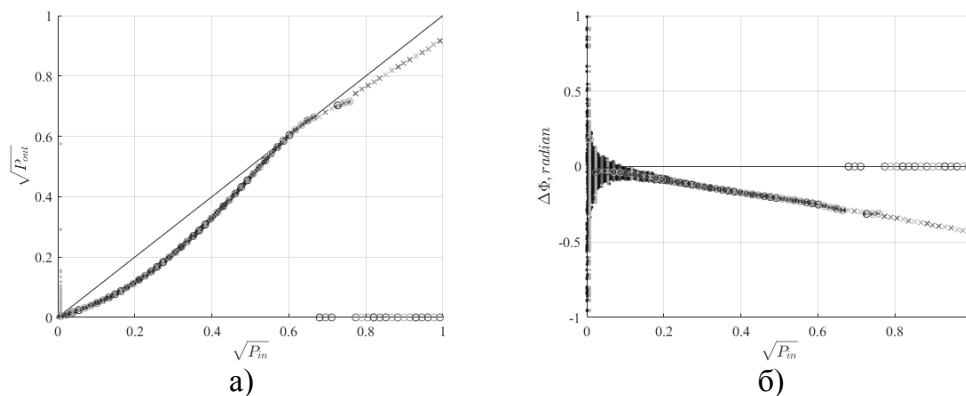


Рис. 8. ААХ (а) и АФХ (б)

Как можно заметить, с применением линейной регрессии каждый интервал разбиения содержит в себе точку коррекции, то есть в нашей LUT, заполнены все колонки. Следовательно, идентификация модели УМ осуществляется корректно.

4. ЛИНЕАРИЗАЦИЯ НЕЛИНЕЙНОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ

При идентификации модели корректора с использованием обратной системы обучения в качестве входных данных необходимо использовать данные на выходе

усилителя мощности z , а в качестве выходных y . Необходимо отметить, что в отличие от идентификации модели усилителя процедуру идентификации модели корректора проводят в несколько этапов. На первом этапе, в качестве входных и выходных данных посткорректора используют экспериментально измеренные данные без учёта предкорректора. На следующих этапах данная процедура повторяется с той лишь разницей, что входной сигнал сначала пропускается через предкорректор.

Результаты формирования модели корректора с кусочно-линейной интерполяцией и линейной регрессией представлены на рисунке 9.

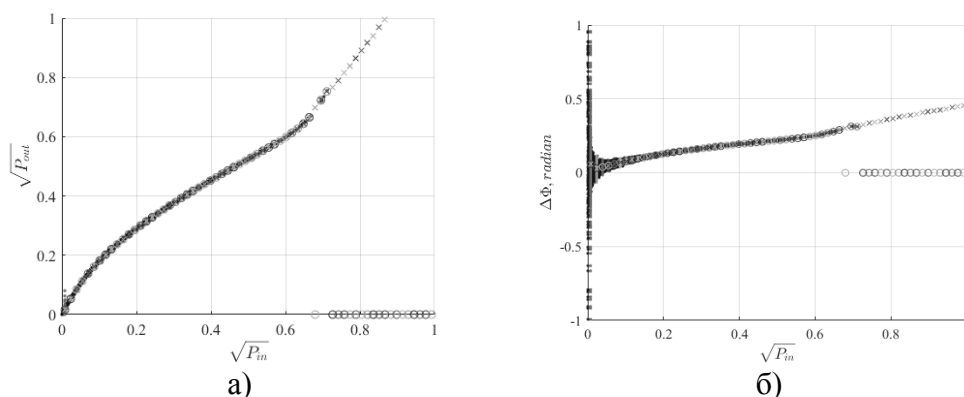


Рис. 9. ААХ (а) и АФХ (б)

В задаче применения модели DPD используются входные и выходные IQ отсчеты снятые с реального УМ и так же, IQ отсчеты, пройденные через модель УМ и DPD. Моделирование проводилось с добавлением АГБШ (ОСШ 20 дБ). Так же применялись кусочно-линейная интерполяция и линейная регрессия.

Результаты работы DPD с кусочно-линейной интерполяцией и линейной регуляризацией представлены на рисунке 10.

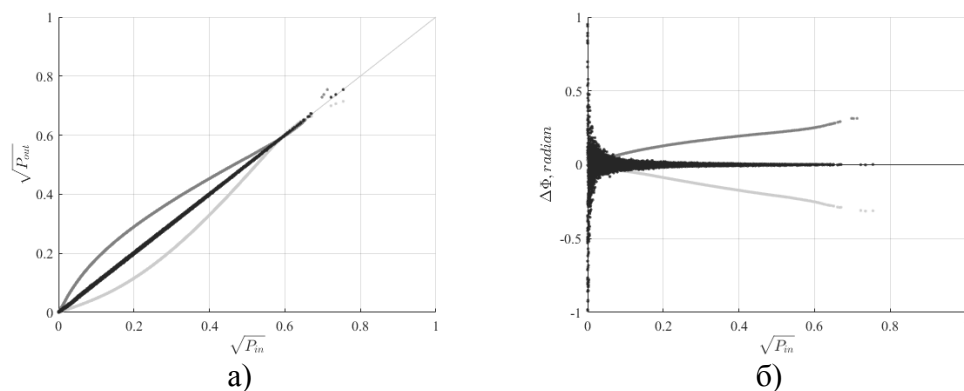


Рис. 10. ААХ (а) и АФХ (б)

Спектр OFDM сигнала полосой 6 кГц на выходе усилителя мощности (черный – без DPD; серый – с DPD). Вертикальным линиями обозначены границы соседних подканалов.

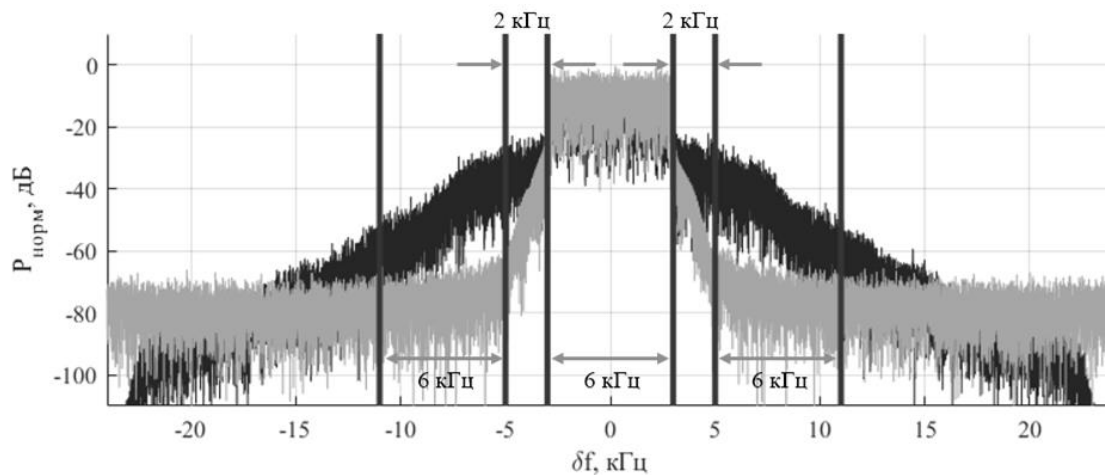


Рис. 11. Спектр OFDM сигнала на выходе усилителя мощности

В качестве параметра, который количественно оценивает эффективность работы модели, применяется нормированная среднеквадратичная ошибка. Обозначим за $y_s(l)$, $y_m(l)$ выходные отсчеты сигнала, полученные экспериментально и с помощью модели. Идентификация модели производилась на обучающей последовательности N , а проверка предсказательной способности на последовательности L . Таким образом, NMSE определяемая следующим соотношением:

$$NMSE = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{l=1}^L |y_s(l) - y_m(l)|^2}{\sum_{l=1}^L |y_s(l)|^2} \right). \quad (4)$$

Для численного описания эффективности DPD с точки зрения понижения внеполосных помех в соседних частотных подканалах используется параметр ACPR:

$$ACPR = \frac{\int_{W^-}^{W^+} |Y(f)|^2 df}{\int_{ch} |Y(f)|^2 df}, \quad (5)$$

где $Y(f)$ – ДПФ от измеренного сигнала $y_m(l)$.

Таблица 1. Результаты решения задачи идентификации модели УМ

Размерность LUT	НСКО модели 1, дБ	НСКО модели 2, дБ
16	-29.3	-33.9
32	-34.8	-47.4
64	-40.6	-60.4
128	-46.6	-69.1
256	-54.6	-65.8

Примечание: модель УМ 1 с кусочно-линейной интерполяцией; модель УМ 2 с кусочно-линейной интерполяцией и линейной регрессией.

Таблица 2. Результаты решения задачи идентификации модели корректора

Размерность LUT	НСКО модели 3, дБ	НСКО модели 4, дБ
16	-32.3	-33.8
32	-36.5	-47.4
64	-37.3	-64.5
128	-36.6	-70.6
256	-36.8	-74.2

Примечание: модель DPD 3 с кусочно-линейной интерполяцией; модель DPD 4 с кусочно-линейной интерполяцией и линейной регрессией.

Таблица 3. Результаты работы модели корректора

Размерность LUT	АСРР сигнала с DPD с кусочно-линейной интерполяцией и линейной регрессией, дБ	Снижение мощности внеполосных помех в соседнем подканале, дБ
16	-39.6	+12.4
32	-48.2	+23.7
64	-49.6	+25.1
128	-49.8	+25.3
256	-49.7	+25.2

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренный алгоритм линеаризации позволяет уменьшить искажения сигнала в нелинейном усилителе с учетом особенностей его работы в радиопередающем модуле ДКМВ диапазона. Модель DPD на таблицах соответствия имеет преимущество перед полиномиальной моделью из-за низкой вычислительной сложности и удобной параметризации процесса поиска коэффициентов. В дальнейшем планируется расширить модель DPD на таблицах соответствия для решения задачи совместной линеаризации группы передатчиков в составе ММО ДКМВ передающей системы, где необходимо учитывать и компенсировать взаимное влияние (crosstalk) соседних радиопередающих устройств.

ЛИТЕРАТУРА

1. Склар Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. / Б. Склар // — 2007 — М.: Вильямс. — 1104 с.
2. Аверина Л.И. Влияние параметров цифрового корректора на увеличение линейности передающего тракта / Л.И. Аверина, М.А. Корольков, В.Д. Шутов // Радиолокация, навигация, связь : XVI Междунар. науч.-техн. конф., г. Воронеж, 14-16 апр. 2010 г. — Воронеж, 2010. — Т. 1. - С. 512-517.
3. Yang Y. A new linear amplifier using low-frequency second-order intermodulation component feedforwarding / Y. Yang, B. Kim // IEEE Microwave and Guided Wave Letters. — 1999. — Vol. 9, no. 10. — P. 419–421.
4. Аверина Л.И. Адаптивный цифровой метод уменьшения внеполосного излучения усилителей мощности / Л.И. Аверина, А.М. Бобрешов, В.Д. Шутов // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Системный анализ и информационные технологии. — Воронеж, 2013. — №1. — С. 82-88.
5. Шутов В.Д. Линеаризация свч усилителей мощности методом цифровых предискажений: дис. ... канд. физ.-мат. наук 01.04.03. - ВГУ, Воронеж, 2015 - 146 с.
6. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов / Б. Уидроу, С. Стирнз — М.: Радио и связь, 1989. — 440 с.

REFERENCES

1. Sklar B. Digital Communication. Fundamentals and Applications. / B. Sklar // — 2007 — М.: Вильямс. — 1104 с.
2. Averina L.I. The influence of the digital corrector parameter on increasing the linearity of the transmission path / L.I. Averina, M.A. Korolkov, V.D. Shutov // Radar, navigation,

- communications : XVI International Scientific- tech. conference, year. Voronezh, April 14-16, 2010 Voronezh, 2010, vol. 1, pp. 512-517.
3. Yang Y. A new linear amplifier using low-frequency second-order intermodulation component feedforwarding / Y. Yang, B. Kim//IEEE Microwave and Guided Wave Letters.–1999.–Vol. 9, no. 10.–P. 419–421.
 4. Averina L.I. Adaptive digital method for reducing out-of-band radiation from power amplifiers / L.I. Averina, A.M. Bobreshov, V.D. Shutov // Bulletin of Voronezh State University. Series: System analysis and Information Technology. Voronezh, 2013, No. 1, pp.82-88.
 5. Shutov V.D. Linearization of microwave power amplifiers by the method of digital pre-distortion: dissertation of the Candidate of Physical and Mathematical Sciences 04/01/03. - VSU, Voronezh, 2015 - 146 p.
 6. Widrow B., Stearns S. Adaptive signal processing / B. Widrow, S. Stearns – M.: Soviet Radio, 1989. – 440 c.

МЕТОДЫ ЛИНЕАРИЗАЦИИ ПЕРЕДАЮЩЕГО СВЧ ТРАКТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДВУХКАНАЛЬНЫХ ПОДХОДОВ

Л. И. Аверина¹, И. В. Завгородний¹

¹Воронежский Государственный Университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрена задача линеаризации передающего СВЧ тракта с использованием двухканальных подходов. Приведены архитектуры передатчиков, использующие двухканальные системы с разделением и сложением сигналов, позволяющие снизить пик-фактор передаваемого сигнала и уровень его внеполосных и внутриполосных искажений. На основе имитационного компьютерного моделирования проведен сравнительный анализ двух алгоритмов: итеративное дихотомическое снижение пик-фактора и линейное усиление с использованием нелинейных компонентов. Исследовано влияние неидентичности характеристик усилителей мощности в каналах на эффективность работы рассматриваемых алгоритмов.

Ключевые слова: усилитель мощности, линеаризация, неидентичность передающих трактов, итеративное дихотомическое снижение пик-фактора, линейное усиление с использованием нелинейных компонентов.

METHODS OF LINEARIZATION OF MICROWAVE TRANSMISSION PATH USING TWO-CHANNEL APPROACHES

L. I. Averina¹, I. V. Zavgorodniy¹

¹Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The problem of linearization of the microwave transmitting path using two-channel approaches is considered. The paper presents transmitter architectures that use two-channel systems with signal separation and addition, which allow for a reduction in the peak factor of the transmitted signal and the level of its out-of-band and in-band distortions. Based on computer simulation modeling, a comparative analysis of two algorithms was carried out: iterative dichotomous reduction of the peak factor and linear amplification using nonlinear components. The influence of non-identity of the characteristics of power amplifiers in channels on the efficiency of the algorithms under consideration is investigated.

Keywords: power amplifier, linearization, non-identity of transmission paths, iterative dichotomy PAPR reduction, linear amplification using nonlinear components.

1. ВВЕДЕНИЕ

Обеспечение высокой энергетической эффективности является крайне важным требованием, предъявляемым к передающим трактам систем связи, так как при этом минимизируется потребляемая мощность от источников питания и снижаются расходы на энергопотребление. Главная проблема состоит в том, что высокая энергоэффективность достигается лишь в нелинейных режимах работы усилителей мощности (УМ), что приводит к высоким уровням нелинейных искажений передаваемого сигнала. Большинство современных сигналов, используемых в системах радиосвязи, обладают высоким пик-фактором (PAPR), который определяется как отношение пиковой мощности сигнала к средней. Значительное изменение уровня огибающей таких сигналов в совокупности с нелинейными свойствами усилителя мощности служат причиной множества внутри- и внеполосных помех, которые искажают сигнал и ухудшают передачу по соседним частотным каналам. За последние

годы для решения этой проблемы были предложены и оптимизированы различные методы снижения пик-фактора. К ним можно отнести ограничение амплитуды с последующей фильтрацией (CF), резервирование тона (TR), линеаризация УМ цифровыми методами [1-3]. Существуют также гибридные подходы, которые используют двухканальные системы и сочетают в себе как способы снижения пик-фактора, так и методы линеаризации передающего тракта. К таким методам можно отнести метод итеративного дихотомического снижения пик-фактора сигнала (IDP) [4] и линейное усиление с использованием нелинейных компонентов (LINC) [5]. Однако эффективность работы этих методов в значительной мере зависит от степени идентичности характеристик усилителей мощности в каналах. Поэтому целью данной работы является проведение сравнительного анализа эффективности линеаризации передающего СВЧ тракта с помощью двух гибридных подходов, использующих двухканальные системы, в условиях неидентичности характеристик каналов.

2. ДВУХКАНАЛЬНЫЕ СПОСОБЫ ЛИНЕАРИЗАЦИИ ПЕРЕДАЮЩЕГО СВЧ ТРАКТА

В работе рассматриваются двухканальные способы линеаризации передающего СВЧ тракта: метод итеративного дихотомического снижения пик-фактора сигнала и линейное усиление с использованием нелинейных компонентов. Выбор данных методов для проведения сравнительного анализа был обусловлен схожей архитектурой построения передатчика. Оба метода подразумевают разложение исходного цифрового сигнала на две компоненты, каждая из которых в своём канале преобразуется в аналоговый вид, переносится на рабочую частоту и усиливается нелинейным усилителем мощности. Далее эти аналоговые компоненты объединяются с помощью сумматора и подаются на антенну. Блок-схемы передающих трактов на основе IDP и LINC систем представлены на рисунке 1.

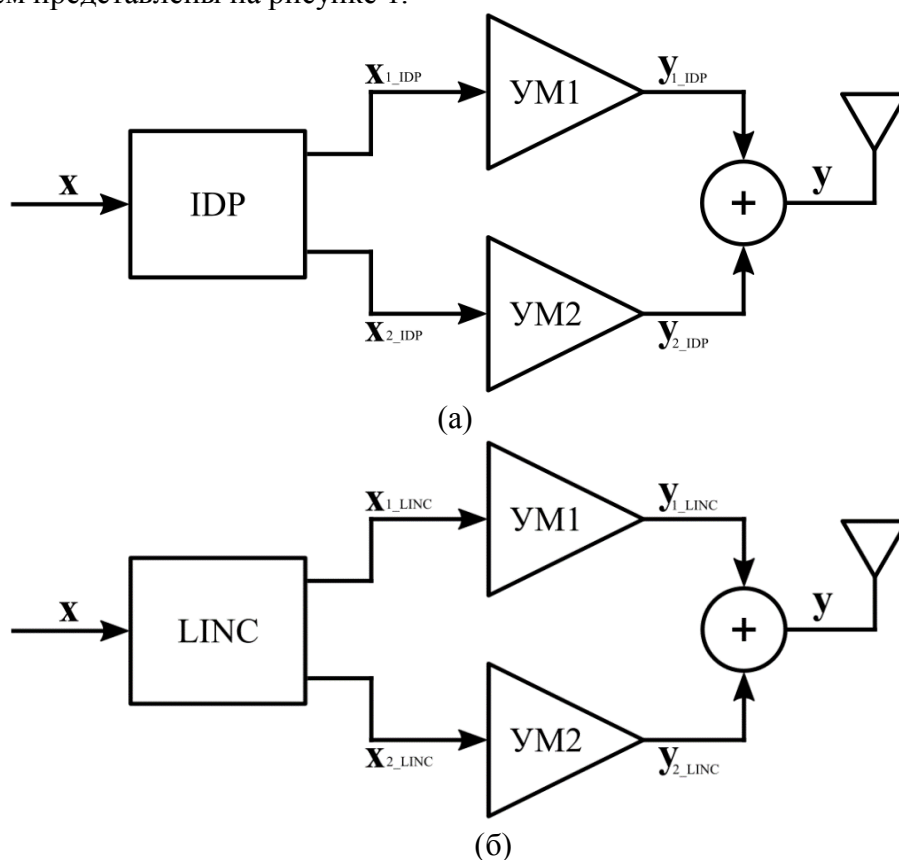


Рис. 1. Архитектура передающего тракта: а) на основе IDP; б) на основе LINC.

Итак, любой сигнал $\mathbf{x}$ можно представить в комплексном виде:

$$\mathbf{x} = |\mathbf{x}| \exp(j\varphi_{\mathbf{x}}),$$

где $|\mathbf{x}|$ – модуль $\mathbf{x}$, $\varphi_{\mathbf{x}}$ – его фаза.

Основной идеей метода итеративного дихотомического снижения пик-фактора является разложение сигнала $\mathbf{x}$, обладающего высоким значением пик-фактора, на подсигналы с гораздо более низким значением пик-фактора. В случае двухканальной системы на выходе алгоритма IDP сигналы $\mathbf{x}_{1_IDP}$ и $\mathbf{x}_{2_IDP}$ определяются следующим образом:

$$\mathbf{x}_{1_IDP} = R_1 \exp(j\varphi_{\mathbf{x}}) + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \boldsymbol{\varepsilon}_2, \quad (1)$$

$$\mathbf{x}_{2_IDP} = R_2 \exp(j\varphi_{\mathbf{x}}) + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \boldsymbol{\varepsilon}_2, \quad (2)$$

где $R_1 = E\{|\mathbf{x}|\}$ – огибающая первого сигнала на первой итерации алгоритма, $R_2 = E\{|\boldsymbol{\varepsilon}_1|\}$ – огибающая второго сигнала на второй итерации алгоритма, $\boldsymbol{\varepsilon}_1$ и $\boldsymbol{\varepsilon}_2$ представляют собой сигналы ошибки на первой и второй итерации соответственно, $E\{\cdot\}$ обозначает операцию математического ожидания. Соотношения $R_1 / (R_1 + R_2)$ и $R_2 / (R_1 + R_2)$ задают правило дихотомии, в соответствии с которым мощности сигналов $\mathbf{x}_{1_IDP}$ и $\mathbf{x}_{2_IDP}$ делятся пропорционально мощности сигнала $\mathbf{x}$.

Основная идея метода линейного усиления с использованием нелинейных компонентов заключается в разложении сигнала $\mathbf{x}$ с непостоянной огибающей на два сигнала с постоянной огибающей и нулевым пик-фактором. На выходе алгоритма LINC сигналы $\mathbf{x}_{1_LINC}$ и $\mathbf{x}_{2_LINC}$ определяются следующим образом:

$$\mathbf{x}_{1_LINC} = \frac{\mathbf{x} + \mathbf{e}}{2}, \quad (3)$$

$$\mathbf{x}_{2_LINC} = \frac{\mathbf{x} - \mathbf{e}}{2}. \quad (4)$$

Сигнал $\mathbf{e}$ находится в квадратуре к входному сигналу $\mathbf{x}$ и определяется по формуле:

$$\mathbf{e} = j\mathbf{x} \sqrt{\frac{\max(|\mathbf{x}|^2)}{|\mathbf{x}|^2} - 1}. \quad (5)$$

Подстановка (5) в (3) и (4) позволяет убедиться в постоянстве амплитуд сигналов $\mathbf{x}_{1_LINC}$ и $\mathbf{x}_{2_LINC}$ и их равенстве значению $\max(|\mathbf{x}|) / 2$.

3. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРИЧИНЫ И ОПИСАНИЕ НЕИДЕНТИЧНОСТИ ТРАКТОВ УСИЛЕНИЯ

После разделения сигнала $\mathbf{x}$ его составляющие усиливаются в нелинейных усилителях мощности. Усиленные составляющие входного сигнала объединяются в сумматоре и могут быть представлены в виде:

$$\mathbf{y} = \mathbf{y}_1 + \mathbf{y}_2 = K_1 \mathbf{x}_1 + K_2 \mathbf{x}_2,$$

где $K_1 = G_1 \exp(-j\varphi_1)$ и $K_2 = G_2 \exp(-j\varphi_2)$ – комплексные коэффициенты усиления каждого аналогового тракта.

При идентичных характеристиках усилителей в каждом тракте, когда $K_1 = K_2$, выходной сигнал y представляет собой линейно усиленную и задержанную по фазе копию входного сигнала x . Неидентичность трактов усиления, когда $K_1 \neq K_2$, приводит к внеполосным и внутриполосным искажениям суммарного сигнала. Для количественной оценки неидентичности трактов усиления введём коэффициент $\Delta K = \frac{1}{2}(K_1 - K_2)$, который характеризует разбаланс трактов. Коэффициент ΔK представляет собой отличие коэффициента усиления первого тракта от среднего значения и противоположен такому отличию коэффициента усиления второго тракта.

На рисунке 2 приведена базовая структурная схема усилителя мощности. В каскаде усиления в качестве активного элемента может выступать транзистор, усилительный модуль, лампа бегущей волны и т.д. Согласующие входная и выходная цепи содержат индуктивности, ёмкости и другие частотно-зависимые импедансы, которые в общем случае являются инерционными. На практике создание двух идентичных усилителей является достаточно сложной задачей, поскольку невозможно подобрать электрические компоненты с одинаковыми параметрами. В результате происходит нарушение согласования между каскадом усиления и нагрузкой, что приводит к изменению нелинейной передаточной характеристики усилителя мощности.

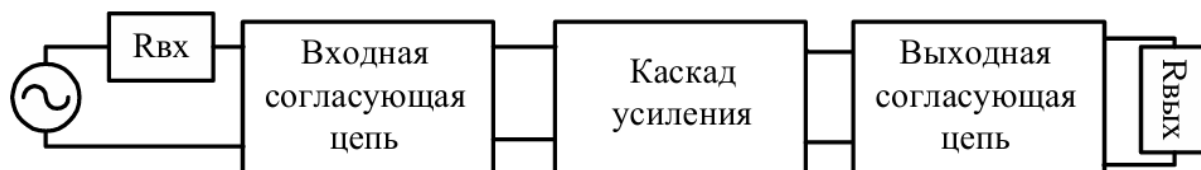


Рис. 2. Принципиальная схема усилителя мощности.

Для оценки влияния изменения значения нагрузки на изменение нелинейной передаточной характеристики усилителя мощности в среде схемотехнического проектирования AWR был проведен компьютерный эксперимент. Для этого был спроектирован СВЧ усилитель на основе биполярного транзистора. Рассогласование между каскадом усиления и нагрузкой имитировалось путем изменения импеданса нагрузки при фиксированном импедансе выходной согласующей цепи. Через этот усилитель мощности пропусклся заранее сформированный сигнал с QPSK модуляцией и записывались отсчеты сигнала на выходе усилителя. Далее квадратуры сигналов на входе и выходе анализируемого усилителя мощности использовались для расчета коэффициентов его поведенческой модели. При этом рассматривалась одна из наиболее простых модификаций модели Вольтерры, а именно полиномиальная модель с памятью, математическое представление которой имеет вид:

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

где $h_{p,m}$ – коэффициенты модели усилителя, а P и M являются степенью нелинейности и глубиной памяти, которые в процессе моделирования равнялись 9 и 1 соответственно. Полученные амплитудно-амплитудные характеристики усилителя при различных значениях выходной нагрузки представлены на рисунке 3. Видно, что с увеличением величины нагрузки усилитель переходит в более нелинейный режим.

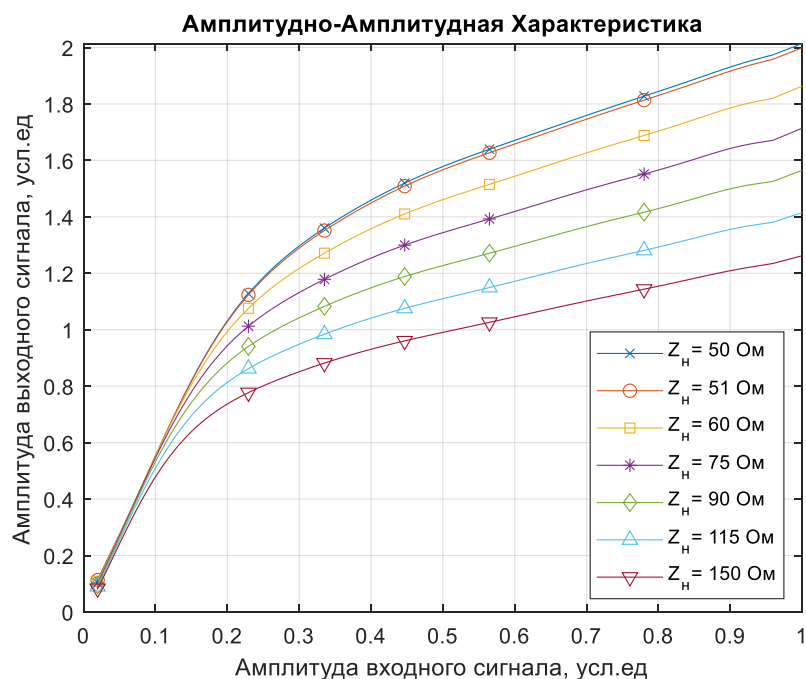


Рис. 3. Амплитудно-амплитудная характеристика УМ при различных значениях нагрузки.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ СРАВНИТЕЛЬНОГО АНАЛИЗА ДВУХКАНАЛЬНЫХ СПОСОБОВ ЛИНЕАРИЗАЦИИ

Дальнейшее моделирование работы передающего тракта и двухканальных алгоритмов линеаризации проводилось на основе компьютерного эксперимента в среде программирования Matlab. Тестовым сигналом был выбран OFDM сигнал с полосой 200 МГц и пик-фактором равным 10,31 дБ. При этом учитывалась только нелинейность усилителя по амплитуде, т.е. когда нелинейной является амплитудно-амплитудная характеристика. Учет нелинейности амплитудно-фазовой характеристики УМ приведет к дополнительным нелинейным искажениям передаваемого сигнала. При моделировании полагалось, что каскад усиления первого канала согласован с нагрузкой, импеданс которой равен 50 Ом, а согласование каскада усиления второго канала с нагрузкой является переменным. Величина разбаланса трактов рассчитывалась как разность коэффициентов усиления в децибелах относительно амплитуды входного сигнала 0,5 условных единиц. Для количественной оценки эффективности работы рассматриваемых алгоритмов использовались относительный уровень внеполосного излучения ACPR и модуль вектора ошибки EVM передаваемого сигнала.

Результаты работы алгоритмов линеаризации передающего тракта представлены в таблице 1 и на рисунках 4 и 5. Из полученных данных видно, что при идентичных характеристиках каналов, когда разбаланс их коэффициентов передачи равен 0 дБ, LINC демонстрирует более эффективную линеаризацию по сравнению с IDP. При величине разбаланса каналов порядка 0,67 дБ рассматриваемые алгоритмы позволяют добиться схожего уровня линеаризации системы. Дальнейшее увеличение в неидентичности нелинейных характеристик каналов приводит к значительному ухудшению линеаризации передающего тракта при использовании LINC, в то время как IDP демонстрирует приемлемый уровень искажения сигнала. На основе этого можно сделать вывод о нечувствительности алгоритма IDP к разбалансу каналов и значительной зависимости алгоритма LINC к неидентичности характеристик аналоговых каналов передающего тракта.

Таблица 1. Результаты сравнительного анализа

Анализируемые параметры Метод линеаризации	Импеданс нагрузки, Ом	Разбаланс трактов, дБ	АСРР, дБ		EVM, %
			Левый соседний канал	Правый соседний канал	
Итеративное дихотомическое снижение пик-фактора	50	0	-31,66	-31,72	9,89
	51	0,07	-31,63	-31,69	9,90
	60	0,67	-31,66	-31,72	9,90
	75	1,40	-31,27	-31,33	9,69
	90	2,19	-31,13	-31,17	9,31
	115	3,06	-30,73	-30,76	8,84
	150	4,05	-29,73	-29,74	8,52
Линейное усиление с использованием нелинейных компонентов	50	0	-75,08	-77,41	0,59
	51	0,07	-51,77	-51,79	1,42
	60	0,67	-31,55	-31,56	11,31
	75	1,40	-25,39	-25,40	21,94
	90	2,19	-21,84	-21,85	27,00
	115	3,06	-19,42	-19,43	27,78
	150	4,05	-17,66	-17,67	28,50

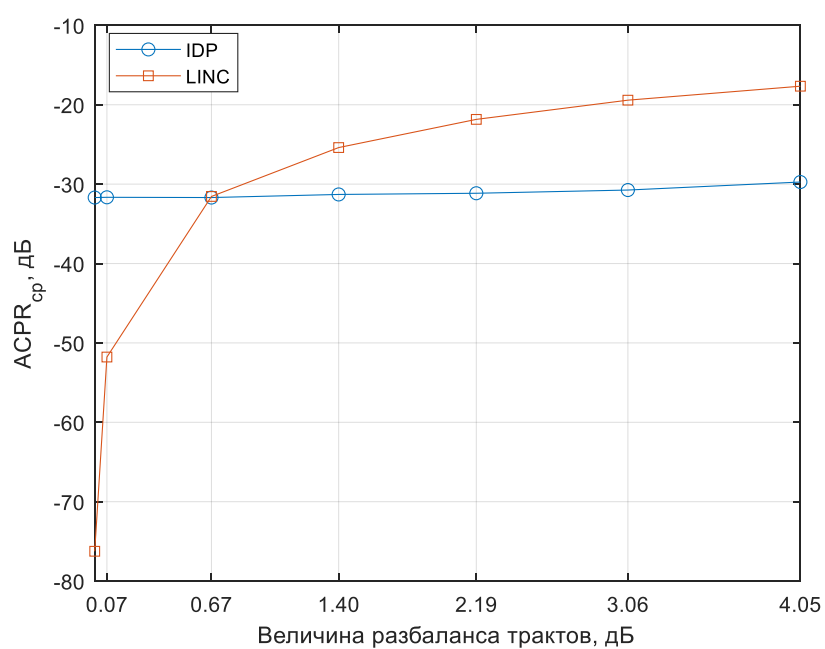


Рис. 4. Влияние разбаланса трактов на среднее значение АСРР передающего тракта.

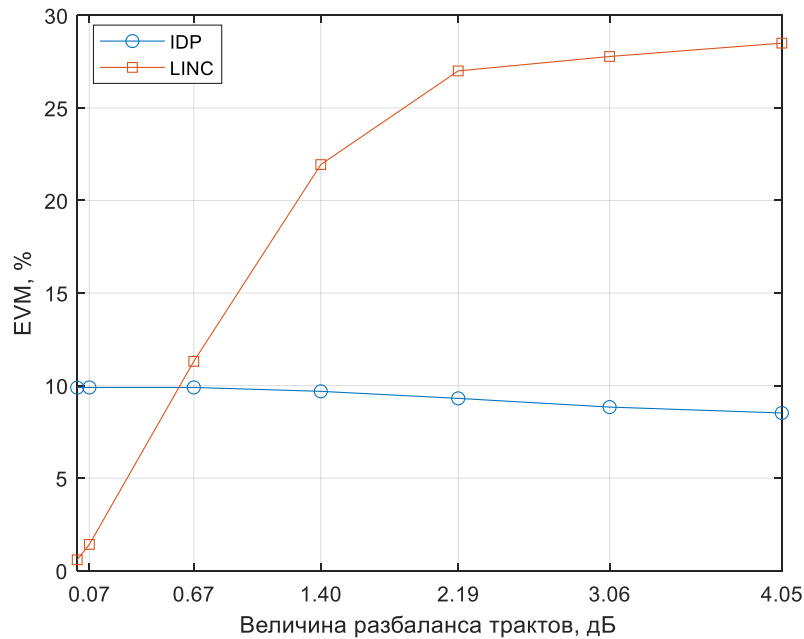


Рис. 5. Влияние разбаланса трактов на EVM передающего тракта.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрена задача линейаризации передающего СВЧ тракта с использованием двухканальных подходов: метода итеративного дихотомического снижения пик-фактора и линейного усиления с использованием нелинейных компонентов. При этом исследовалось влияние неидентичности характеристик усилителей мощности в каналах на эффективность работы рассматриваемых алгоритмов. В качестве основного источника, приводящего к разбалансу каналов, в работе использовалось различное значение нагрузочного импеданса. Проведенный на основе имитационного компьютерного моделирования сравнительный анализ показал, что в условиях идентичности характеристик аналоговых каналов метод LINC демонстрирует более эффективную линейаризацию по сравнению с IDP. При неидентичности характеристик аналоговых каналов наблюдается значительное ухудшение линейаризации передающего тракта при использовании LINC метода, в то время как IDP метод демонстрирует нечувствительность к разбалансу каналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Chakrapani A., Palanisamy V. A Novel Clipping and Filtering Algorithm Based on Noise Cancellation for PAPR Reduction in OFDM Systems // Proc. Natl. Acad. Sci., India, Sect. A Phys. Sci. 2014. Vol. 84, № 3. P. 467–472.
2. Hou J., Ge J., Gong F. Tone Reservation Technique Based on Peak-Windowing Residual Noise for PAPR Reduction in OFDM Systems // IEEE Trans. Veh. Technol. 2015. Vol. 64, № 11. P. 5373–5378.
3. Guan L., Zhu A. Green Communications: Digital Predistortion for Wideband RF Power Amplifiers // IEEE Microwave. 2014. Vol. 15, № 7. P. 84–99.
4. Tahkoubit K. et al. Iterative Dichotomy PAPR Reduction Method for Multicarrier Waveforms // IEEE Commun. Lett. 2019. Vol. 23, № 11. P. 2073–2076.
5. Garcia-Ducar P. et al. Design and Experimental Evaluation of a LINC Transmitter for OFDM Systems // IEEE Trans. Wireless Commun. 2010. Vol. 9, № 10. P. 2983–2987.

REFERENCES

1. Chakrapani A., Palanisamy V. A Novel Clipping and Filtering Algorithm Based on Noise Cancellation for PAPR Reduction in OFDM Systems // Proc. Natl. Acad. Sci., India, Sect. A Phys. Sci. 2014. Vol. 84, № 3. P. 467–472.
2. Hou J., Ge J., Gong F. Tone Reservation Technique Based on Peak-Windowing Residual Noise for PAPR Reduction in OFDM Systems // IEEE Trans. Veh. Technol. 2015. Vol. 64, № 11. P. 5373–5378.
3. Guan L., Zhu A. Green Communications: Digital Predistortion for Wideband RF Power Amplifiers // IEEE Microwave. 2014. Vol. 15, № 7. P. 84–99.
4. Tahkoubi K. et al. Iterative Dichotomy PAPR Reduction Method for Multicarrier Waveforms // IEEE Commun. Lett. 2019. Vol. 23, № 11. P. 2073–2076.
5. Garcia-Ducar P. et al. Design and Experimental Evaluation of a LINC Transmitter for OFDM Systems // IEEE Trans. Wireless Commun. 2010. Vol. 9, № 10. P. 2983–2987.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АРХИТЕКТУР ОБУЧЕНИЯ ЦИФРОВЫХ КОРРЕКТОРОВ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В СВЧ УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ

Л. И. Аверина, Н. Е. Гутерман, М. С. Пасморнов

Воронежский Государственный Университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе проведён анализ различных методов синтеза цифровых корректоров для компенсации нелинейных искажений в СВЧ усилителях мощности. Рассмотрены три подхода: прямая архитектура обучения (DLA), обратная архитектура обучения (ILA) и метод итеративного контроля обучения (ILC). Произведено имитационное моделирование передающих СВЧ трактов с цифровой коррекцией при использовании обобщённой полиномиальной модели с памятью. Проведён сравнительный анализ рассмотренных методов.

Ключевые слова: цифровые предискажения, усилитель мощности, архитектуры обучения, обобщённая полиномиальная модель с памятью.

COMPARATIVE ANALYSIS OF LEARNING ARCHITECTURES FOR DIGITAL PREDISTORTION CORRECTORS OF NONLINEAR DISTORTIONS IN MICROWAVE POWER AMPLIFIERS

L. I. Averina, N. E. Guterman, M. S. Pasmornov

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. In the study, an analysis of various methods for synthesizing digital correctors to compensate for nonlinear distortions in microwave power amplifiers was conducted. Three approaches were considered: Direct Learning Architecture (DLA), Indirect Learning Architecture (ILA), and Iterative Learning Control (ILC). Simulation modeling of microwave transmission paths with digital correction was performed using a generalized memory polynomial model. A comparative analysis of the considered methods was carried out.

Keywords: digital predistortion, power amplifier, learning architectures, generalized memory polynomial model.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современные системы беспроводной связи требуют высокой линейности усилителей мощности, поскольку нелинейные искажения приводят к ухудшению качества сигнала, увеличению межсимвольной интерференции и расширению спектра за пределы допустимой полосы частот. В условиях использования сложных модуляционных форматов, таких как OFDM и QAM, а также высоких требований к энергоэффективности, особенно актуальной становится задача компенсации нелинейных искажений, возникающих в радиочастотных СВЧ трактах. Одним из наиболее эффективных методов решения данной проблемы является цифровое предискажение сигнала (DPD) [1], позволяющее скорректировать аналоговое искажение сигнала в усилителе мощности. Однако остаётся открытым вопрос сравнительной эффективности различных методов обучения цифровых корректоров, в частности, прямой архитектуры обучения (DLA), обратной архитектуры обучения (ILA) и итеративного контроля обучения (ILC). Их практическая реализация требует детального анализа, выбора оптимального метода для конкретных условий эксплуатации и оценки его влияния на характеристики сигнала. Таким образом, сравнительный анализ методов

синтеза корректоров нелинейных искажений в СВЧ усилителях мощности представляет собой актуальную задачу, направленную на повышение спектральной эффективности и качества передачи данных в современных и перспективных радиосистемах.

Целью работы является исследование методов синтеза цифровых корректоров на основе обобщённой полиномиальной модели для компенсации нелинейных искажений усилителей мощности и проведение их сравнительного анализа.

2. АРХИТЕКТУРЫ ОБУЧЕНИЯ ЦИФРОВЫХ КОРРЕКТОРОВ

При реализации систем с цифровой коррекцией используется несколько различных подходов при расчёте параметров модели корректора. Первый подход – прямая архитектура обучения (DLA) (рис. 1) [2]. В его основе лежит минимизация ошибки между желаемым выходным сигналом и реальным сигналом на выходе усилителя. Прямая архитектура обучения предполагает оптимизацию коэффициентов корректора непосредственно, без необходимости построения промежуточных моделей. Основная идея метода заключается в уменьшении величины ошибки между входным линейным сигналом $y_d(n)$ и фактическим откликом усилителя на входной сигнал, предварительно обработанный блоком цифровой коррекции.

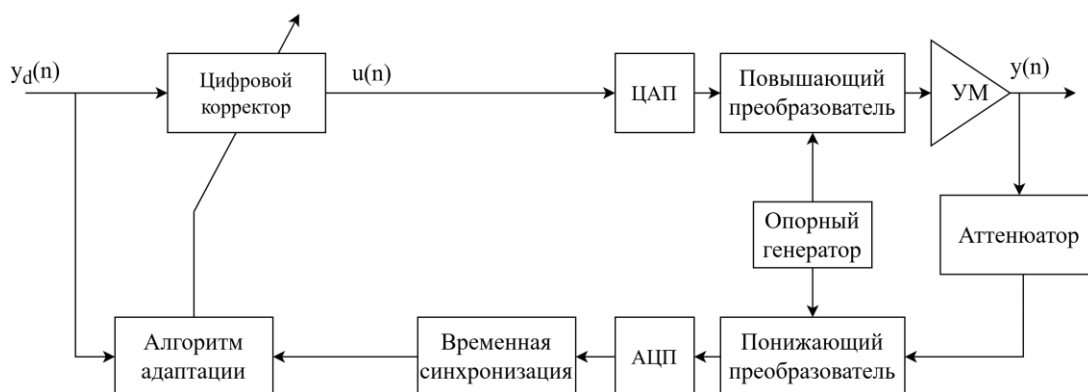


Рис. 1. Блок-схема прямой архитектуры обучения

Оптимизация коэффициентов корректора θ происходит через минимизацию следующей функции ошибки

$$\theta = \arg \min_{\theta} \sum_{n=0}^{N-1} |y_d(n) - F_{PA}(F_{DPD}(y_d(n), \theta))|^2, \quad (1)$$

где F_{PA} – передаточная функция усилителя, F_{DPD} – передаточная функция корректора, θ – параметры корректора. Метод DLA требует точной идентификации модели усилителя и высокой вычислительной мощности, но при этом обеспечивает высокую точность коррекции.

Другой подход носит название обратная архитектура обучения (ILA) (рис. 2) [6]. Он основывается на принципе обратного моделирования. Основная идея метода заключается в создании модели на основе анализа выходного сигнала усилителя $y(n)$. Входной сигнал $y_d(n)$ искажается, проходя через нелинейный усилитель, а ILA рассчитывает обратную модель для оценки этого процесса. После оптимизации, модель, стоящая после усилителя, копируется в идентичный блок перед ним для дальнейшей линеаризации входного сигнала. Таким образом, данный метод не требует точной идентификации исследуемого усилителя, что положительно сказывается на вычислительных и временных затратах при создании корректора.

Математически, задача обратного моделирования сводится к оценке параметров модели θ , которая минимизирует разницу между измеренным выходным откликом усилителя $y(n)$ и желаемым линейным сигналом $y_d(n)$:

$$\theta = \arg \min_{\theta} \sum_{n=0}^{N-1} |y_d(n) - F_{DPD}(y(n), \theta)|^2 \quad (2)$$

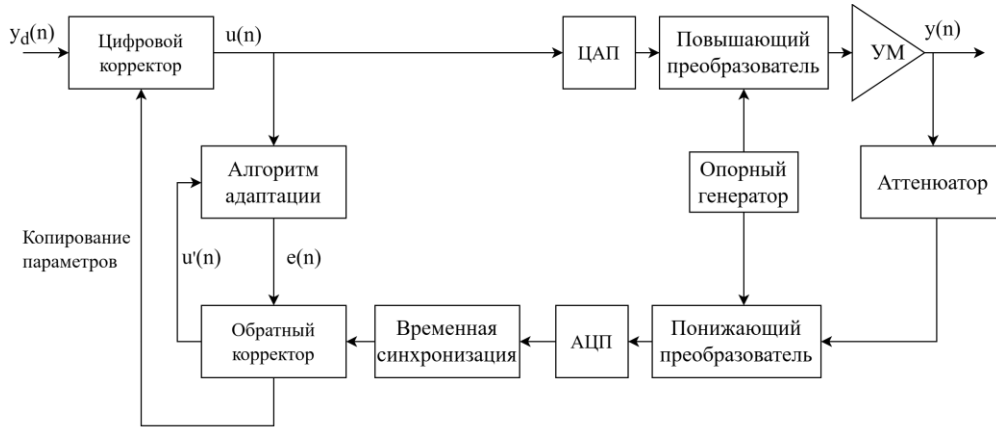


Рис. 2. Блок-схема обратной архитектуры обучения

Метод итеративного контроля обучения (ILC) [4] состоит из двух этапов. Сначала происходит итеративная корректировка входного сигнала $u_k(n)$ для минимизации ошибки $e_k(n)$ между желаемым сигналом $y_d(n)$ и фактическим выходом усилителя $y_k(n)$ (рис. 3).

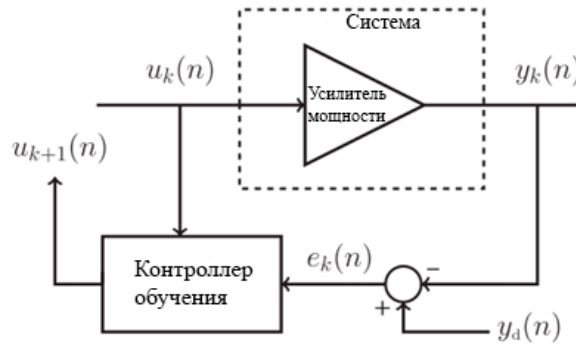


Рис. 3. Схема определения оптимального сигнала

Ошибка на k -й итерации определяется как:

$$e_k(n) = y_d(n) - y_k(n). \quad (3)$$

Входной сигнал на следующей итерации обновляется по формуле:

$$u_{k+1}(n) = u_k(n) + \alpha e_k(n), \quad (4)$$

где α – коэффициент обучения, регулирующий скорость сходимости алгоритма. Для более сложных сценариев обучения применяется алгоритм на основе мгновенного усиления. В этом случае обновление сигнала определяется как:

$$u_{k+1}(n) = u_k(n) + G_k^{-1}(n)e_k(n), \quad (5)$$

где $G_k(n)$ – мгновенный коэффициент усиления, рассчитанный как:

$$G_k(n) = y_k(n)/u_k(n). \quad (6)$$

Далее, при достижении сигналом $u_k(n)$ заданной точности коррекции, в соответствии с ним идентифицируется модель корректора, размещаемая перед усилителем (рис. 4). Таким образом, входной сигнал, проходя через корректор, преобразуется к виду сигнала $u_k(n)$, давая таким образом близкий к линейному отклик на выходе усилителя мощности.



Рис. 4. Блок-схема метода ИКО.

3. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ОБУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для сравнительного анализа методов синтеза цифровых корректоров было проведено имитационное моделирование. В качестве нелинейных моделей и усилителя мощности, и цифрового корректора использовалась обобщённая полиномиальная модель с памятью (GMP) [3]:

$$\begin{aligned} y_{GMP}(n) = & \sum_k^{K_a} \sum_l^{L_a} a_{kl} x(n-l) |x(n-l)|^k \\ & + \sum_k^{K_b} \sum_l^{L_b} \sum_m^{M_b} b_{klm} x(n-l) |x(n-l-m)|^k \\ & + \sum_k^{K_c} \sum_l^{L_c} \sum_m^{M_c} c_{klm} x(n-l) |x(n-l+m)|^k, \end{aligned} \quad (7)$$

где $x(n)$ – входной сигнал модели, $y_{GMP}(n)$ – выходной сигнал модели, a_{kl} , b_{klm} , c_{klm} – коэффициенты модели, K_a , K_b , K_c — степени нелинейности, L_a , L_b , L_c — глубина памяти, M_b , M_c — временные сдвиги для учета эффектов запаздывания или опережения.

При непосредственном моделировании значения коэффициентов модели оптимизировались методом Adam с использованием AMSGrad.

В качестве тестового сигнала был выбран OFDM сигнал с полосой 200 МГц и частотой дискретизации 800 МГц. В качестве модели усилителя мощности использовалась обобщённая полиномиальная модель с памятью со значениями параметров $K_a=5$, $L_a=5$, $K_b=5$, $L_b=5$, $M_b=5$, $K_c=5$, $L_c=5$, $M_c=5$, оптимизация коэффициентов производилась на протяжении 10000 эпох при скорости обучения 0.01. В случае с моделированием цифрового корректора использовалась та же полиномиальная модель, но со значениями параметров $K_a=3$, $L_a=3$, $K_b=3$, $L_b=3$, $M_b=3$, $K_c=3$, $L_c=3$, $M_c=3$, оптимизация коэффициентов производилась на протяжении 5000 эпох при скорости обучения 0.01. Для количественной оценки эффективности работы представленных алгоритмов обучения использовались нормализованная среднеквадратичная ошибка (NMSE) и относительный уровень внеполосного излучения сигнала на выходе передающего тракта (ACPR). Дополнительно было рассмотрено влияние отношения сигнал/шум на эффективность работы алгоритмов.

Результаты работы цифровых корректоров, параметры которых были получены несколькими методами, приведены в таблице 1 и на рис. 5. Из приведённых результатов видно, что применение цифрового корректора позволяет добиться эффективной линеаризации сигнала, что подтверждается значительным снижением NMSE – улучшение на 13-14 дБ, а также уменьшением ACPR примерно на 3-4 дБ. Однако можно отметить, что метод с обратной архитектурой обучения показывает несколько меньшую эффективность по сравнению с двумя другими методами. Это объясняется тем, что данный алгоритм обучения менее устойчив к шуму, присутствующему во входных данных, а также работает хуже при сильной нелинейности усилителя. В то же время, он менее вычислительно затратен по сравнению с остальными. Дополнительно можно отметить, что оптимальный сигнал, получаемый методом итеративного контроля обучения, демонстрирует наилучшие результаты среди предложенных подходов, что видно по значениям NMSE (-67.90 дБ) и ACPR (-50 дБ), которые свидетельствуют о высокой эффективности предискажения сигнала. Корректор же, полученный при помощи такого оптимального сигнала, показывает худшие значения метрик, что вызвано ограниченной точностью модели, используемой для его описания.

Таблица 1. Результаты моделирования

Метод линеаризации	NMSE, дБ	ACPR, лев. канал, дБ	ACPR, прав. канал, дБ
Без коррекции	-11.11	-43.57	-40.65
Оптимальный сигнал (итеративный контроль обучения)	-67.90	-50.88	-50.36
Прямая архитектура обучения	-35.07	-47.90	-43.73
Обратная архитектура обучения	-34.27	-47.33	-42.77
Итеративный контроль обучения	-35.04	-47.51	-43.14

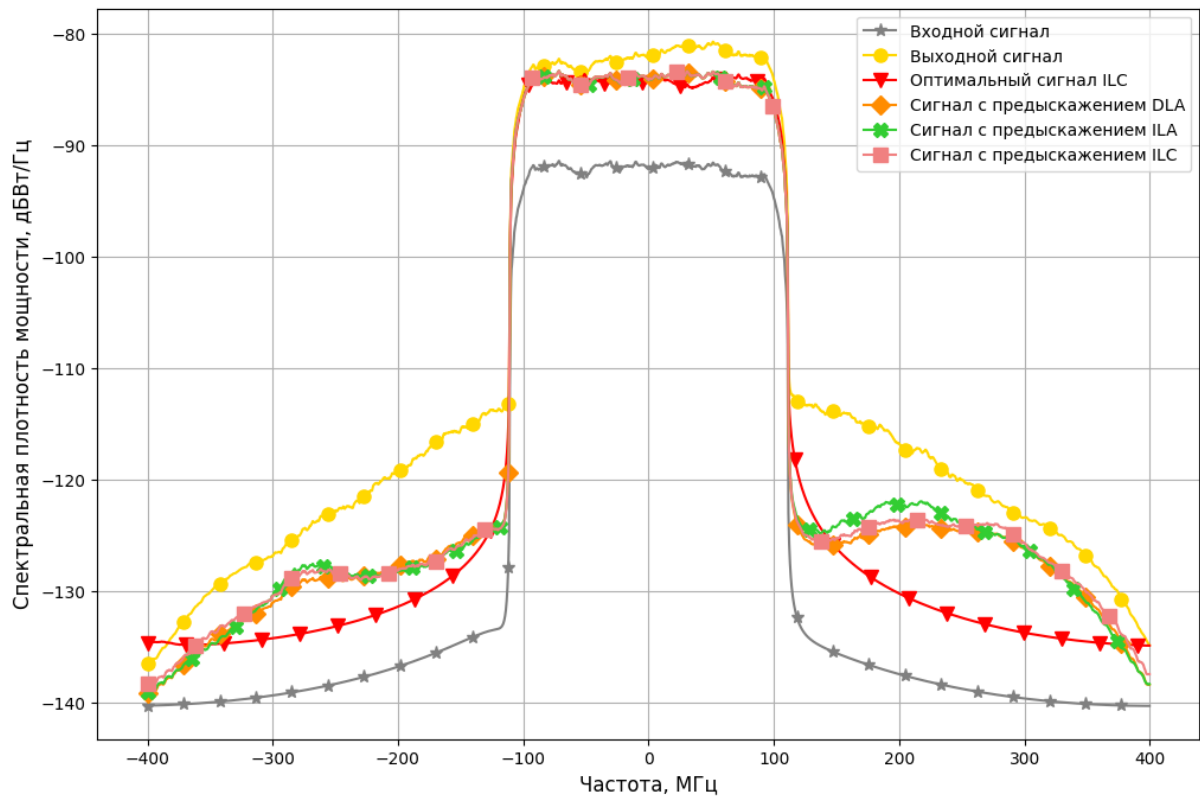


Рис. 5. Спектральная плотность мощности сигналов

Затем было проведено исследование эффективности работы приведённых выше методов обучения при значениях отношения сигнал/шум (ОСШ) в интервале от 20 до 60 дБ. Для проведения сравнительного анализа были построены зависимости значений NMSE (рис. 6) и ACPR (рис. 7) от ОСШ для рассмотренных ранее методов синтеза цифровых корректоров.

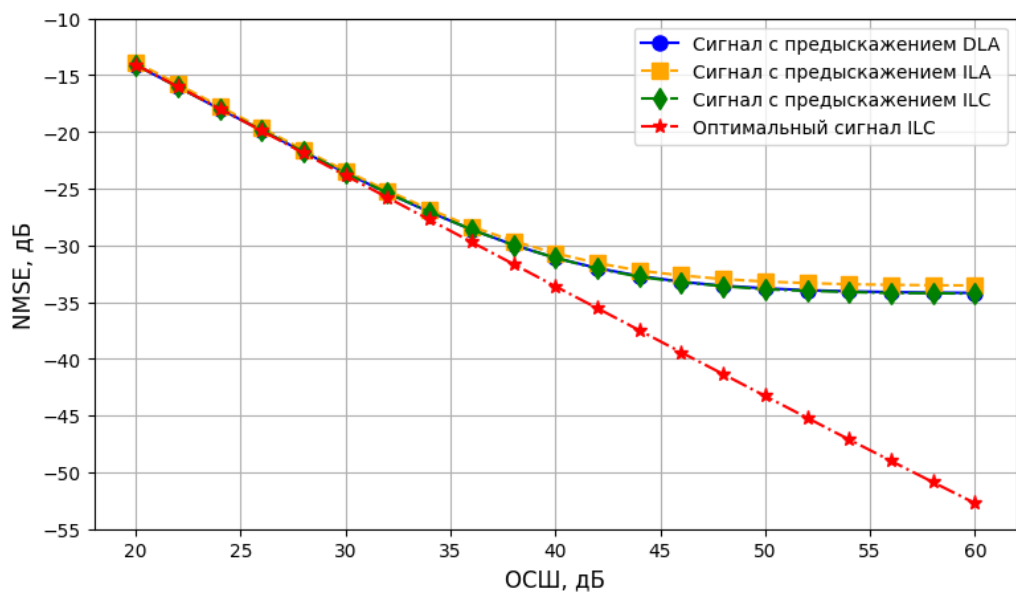


Рис. 6. Зависимость значений NMSE от ОСШ для различных архитектур обучения.

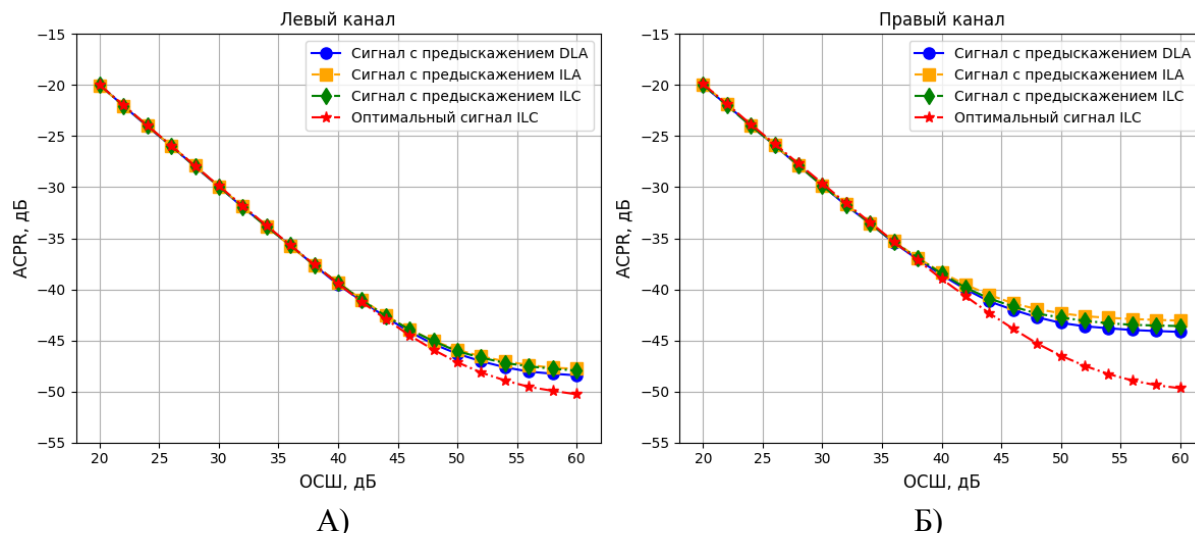


Рис. 7. Зависимость значений ACPR в левом и правом каналах от ОСШ для различных архитектур обучения

Из графиков можно заметить, что методы прямого обучения и итеративного контроля обучения обеспечивают сопоставимый уровень эффективности в задаче цифровой коррекции. В то же время алгоритм, основанный на обратной архитектуре обучения, демонстрирует несколько худшие результаты по сравнению с указанными методами. Однако, несмотря на это, он по-прежнему обеспечивает значительное снижение нелинейных искажений и улучшение спектральных характеристик сигнала, что подтверждает его эффективность в условиях ограниченных вычислительных ресурсов.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проблема линейризации передающих трактов в системах СВЧ радиосвязи остаётся актуальной, а разработка методов синтеза цифровых корректоров представляет собой перспективное направление исследований. В данной работе рассмотрены три архитектуры, используемые для идентификации параметров модели цифрового корректора. С помощью имитационного моделирования проведён анализ эффективности этих подходов, включая их устойчивость к различным уровням шума. Полученные результаты показали, что исследуемые алгоритмы демонстрируют схожую эффективность в задаче цифровой коррекции, что подтверждает их целесообразность для повышения линейности сигнала и улучшения общей производительности систем связи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Аверина Л.И. Повышение линейности передающего тракта методом цифровых предискажений / Л.И. Аверина, А.М. Бобрешов, В.Д. Шутов // Нелинейный мир. – 2013. - №10. - С.720-727.
2. Gan L. Adaptive Digital Predistortion of Nonlinear Systems: Doctoral Thesis. Graz: Graz University of Technology, 2009.
3. Morgan D. R., Ma Z., Kim J., Zierdt M. G., Pastalan J. A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers // IEEE Transactions on Signal Processing. 2006. Т. 54, № 6. pp. 2143-2151. DOI: 10.1109/TSP.2006.879264.

4. Chani-Cahuana J., Landin P. N., Fager C., Eriksson T. Iterative Learning Control for RF Power Amplifier Linearization // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2016. T. 64, № 11. pp. 3652–3662. DOI: 10.1109/TMTT.2016.2588483.
5. Sun, G., Yu, C., Liu, Y., Li, S., & Li, J. (2014). A modified generalized memory polynomial model for RF power amplifiers. Progress In Electromagnetics Research Letters, 47, pp. 97-102.
6. Elaskary R. M., Mehana A. H., Fahmy Y., El-Ghoneimy M. Indirect learning DPD: Analytical framework and closed form solution. Progress In Electromagnetics Research Letters. 2014. Vol. 47. pp. 97–102.
7. Guan L., Zhu. A. Green Communications: Digital Predistortion for Wideband RF Power Amplifiers // IEEE Microwave Magazine, 2014, Vol. 15, No. 7, – pp. 84-89.
8. Wang Z. Compact digital predistortion for multi-band and wide-band RF transmitters. PhD thesis. Supervisor: Prof. R. Farrell. Electrical Engineering Department, National University of Ireland Maynooth; 2018.
9. Wu Y., Singh G. D., Beikmirza M., de Vreede L. C. N., Alavi M., Gao C. OpenDPD: An Open-Source End-to-End Learning & Benchmarking Framework for Wideband Power Amplifier Modeling and Digital Pre-Distortion // 2024 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). 2024. DOI: 10.1109/ISCAS58744.2024.10558162.

REFERENCES

1. 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.
2. Gan L. Adaptive Digital Predistortion of Nonlinear Systems: Doctoral Thesis. Graz: Graz University of Technology, 2009.
3. Morgan D. R., Ma Z., Kim J., Zierdt M. G., Pastalan J. A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers // IEEE Transactions on Signal Processing. 2006. T. 54, № 6. pp. 2143-2151. DOI: 10.1109/TSP.2006.879264.
4. Chani-Cahuana J., Landin P. N., Fager C., Eriksson T. Iterative Learning Control for RF Power Amplifier Linearization // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2016. T. 64, № 11. pp. 3652–3662. DOI: 10.1109/TMTT.2016.2588483.
5. Sun, G., Yu, C., Liu, Y., Li, S., & Li, J. (2014). A modified generalized memory polynomial model for RF power amplifiers. Progress In Electromagnetics Research Letters, 47, pp. 97-102.
6. Elaskary R. M., Mehana A. H., Fahmy Y., El-Ghoneimy M. Indirect learning DPD: Analytical framework and closed form solution. Progress In Electromagnetics Research Letters. 2014. Vol. 47. pp. 97–102.
7. Guan L., Zhu. A. Green Communications: Digital Predistortion for Wideband RF Power Amplifiers // IEEE Microwave Magazine, 2014, Vol. 15, No. 7, – pp. 84-89.
8. Wang Z. Compact digital predistortion for multi-band and wide-band RF transmitters. PhD thesis. Supervisor: Prof. R. Farrell. Electrical Engineering Department, National University of Ireland Maynooth; 2018.
9. Wu Y., Singh G. D., Beikmirza M., de Vreede L. C. N., Alavi M., Gao C. OpenDPD: An Open-Source End-to-End Learning & Benchmarking Framework for Wideband Power Amplifier Modeling and Digital Pre-Distortion // 2024 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). 2024. DOI: 10.1109/ISCAS58744.2024.10558162.

ЛИНЕАРИЗАЦИЯ ПЕРЕДАЮЩЕГО СВЧ ТРАКТА OFDM СИСТЕМ

Л.И. Аверина¹, П.Д. Рахманин²

¹Воронежский Государственный Университет (ВГУ), Воронеж, Россия

²АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрена задача линеаризации передающего СВЧ тракта системы с ортогональным частотным мультиплексированием методом цифровых предискажений в частотной области. Выведены соотношения для расчета обобщенной полиномиальной модели частотного цифрового корректора. Приведена архитектура передающего тракта с обучением корректора и соотношения для расчета коэффициентов его модели. На основе имитационного компьютерного моделирования проведена верификация выведенных соотношений и сравнительный анализ двух типов полиномиальных моделей корректора по степени снижения внутриполосных искажений и внеполосных излучений выходного сигнала. Исследовано влияние ширины полосы сигнала, обрабатываемого для получения коэффициентов модели корректора, на эффективность линеаризации.

Ключевые слова: цифровые предискажения, нелинейный усилитель мощности, частотная область

MICROWAVE TRANSMISSION PATH LINEARIZATION OF OFDM SYSTEMS

L.I. Averina¹, P.D. Rakhmanin²

¹Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

²JSC «Sozvezdie» Concern», Voronezh, Russia

Abstract. The problem of microwave transmitting path linearization of systems with orthogonal frequency multiplexing by the method of digital predistortion in frequency domain is considered. The relations for calculation of a generalized polynomial model of a frequency digital corrector are derived. The architecture of the transmitting path with corrector training and relations for its model coefficients are given. Based on computer simulation, the verification of the derived relations and a comparative analysis of two types of polynomial corrector models were carried out according to the degree of reduction of in-band distortion and out-of-band radiation of the output signal. The effect of bandwidth of the signal processed to obtain the coefficients of the corrector model on the effectiveness of linearization is investigated.

Keywords: digital predistortion, nonlinear power amplifier, frequency domain

1. ВВЕДЕНИЕ

В современных условиях ограниченной ширины полосы спектра сигнала важно эффективно использовать доступный частотный диапазон. Для этого в беспроводных системах связи используют различные технологии, в том числе ортогональное частотное мультиплексирование. Одной из особенностей данной технологии является большое отношение максимальной (пиковой) амплитуды сигнала к ее среднему значению (пик-фактор сигнала). Высокий пик-фактор сигнала в совокупности с нелинейностью усиливающего тракта создает вне- и внутриполосные паразитные излучения. Это приводит, во-первых, к искажению передаваемого сигнала, приводящее к значительным ошибкам при приеме, вплоть до полной потери полезной информации, а, во-вторых, к нежелательному расширению спектра, ухудшающему электромагнитную совместимость устройств.

В настоящее время для решения подобных проблем в цифровых системах радиосвязи применяют метод цифровых предсказаний [1], который подразумевает внесение намеренных искажений в цифровой сигнал для компенсации эффектов, связанных с нелинейностью передающего тракта.

Важным этапом метода цифровых предсказаний является выбор нелинейной предсказывающей функции – модели цифрового корректора. Одним из самых популярных решений является применение полиномиальных функций для аппроксимации характеристики корректора. Среди множества таких функций обычно выделяют полиномиальную модель с памятью (MP) и обобщенную полиномиальную модель с памятью (GMP) [2] из-за их относительной простоты реализации и высокой эффективности. Отличие MP модели от GMP заключается в том, что последняя включает в себя перекрестные члены, повышающие степень линеаризации, но увеличивающие при этом вычислительную нагрузку.

Обычно метод цифровых предсказаний и разработанные модели цифровых корректоров применяют к сигналу во временной области. Однако, для сигналов с частотным мультиплексированием перспективным является подход к линеаризации передающего тракта, основанный на обработке сигнала в частотной области, как показано в [3]. Эффективность частотного метода заключается, во-первых, в том, что он позволяет варьировать степень полинома и его задержку для каждой поднесущей частоты, а, во-вторых, при ширине полосы обработки, равной частоте дискретизации значительно снизить вычислительную сложность. В [3] выведены соотношения только для MP модели корректора в частотной области.

Известно, что бóльшая полоса анализа сигнала увеличивает качество его коррекции, однако это приводит к необходимости использовать более дорогостоящие комплектующие для обеспечения достаточной скорости обработки. Таким образом, перед разработчиками систем связи стоит задача поиска компромисса между стоимостью конечного продукта и скоростью его работы.

Целью данной работы является построение GMP модели цифрового корректора в частотной области для сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием и исследование ее эффективности в условиях различной ширины полосы обрабатываемого сигнала.

2. ПОЛИНОМИАЛЬНЫЕ МОДЕЛИ ЦИФРОВЫХ КОРРЕКТОРОВ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ

Основной частью реализации метода цифровых предсказаний является построение цифрового корректора – нелинейного блока, осуществляющего предсказание (нелинейное преобразование) входного сигнала. Вид функциональной зависимости, осуществляющей нелинейное преобразование сигнала, может быть различным, но наиболее часто используются различные полиномиальные зависимости благодаря своей простоте реализации и достаточно высокой эффективности линеаризации.

Наиболее простой моделью цифрового корректора является полиномиальная модель с памятью (MP), которая во временной области связывает отсчеты сигнала на его входе и выходе следующим образом:

$$y(n) = \sum_{\substack{p=1, \\ p-\text{odd}}}^P \sum_{q=0}^Q a_{p,q} x(n-q) |x(n-q)|^{p-1},$$

где $x(n)$ и $y(n)$ – отсчеты входного и выходного сигнала во временной области, P – степень полинома, Q – задержка, $a_{p,q}$ – коэффициенты корректора, соответствующие p -ой степени на q -ой задержке.

Для представления этой модели в частотной области необходимо воспользоваться свойствами преобразования Фурье.

Пусть $\hat{F}(x(t))$ – преобразование Фурье сигнала $x(t)$, а $X(\omega) = \hat{F}(x(t))$ – его результат.

Свойство временного сдвига:

$$\hat{F}(x(t - \tau)) = e^{-j\omega\tau} X(\omega),$$

где τ – время задержки, ω – циклическая частота.

Преобразование Фурье произведения сигналов:

$$\hat{F}(x(t) \cdot y(t)) = X(\omega) \otimes Y(\omega),$$

где $\otimes$ – оператор циклической свертки.

Преобразование Фурье комплексно-сопряженного сигнала:

$$\hat{F}(x^*(t)) = X^*(-\omega),$$

где $*$ – комплексное сопряжение.

Тогда преобразование Фурье сигнала вида $|x(t - \tau)|^2$:

$$\hat{F}(|x(t - \tau)|^2) \Leftrightarrow e^{-j\omega\tau} \hat{F}(|x(t)|^2) \Leftrightarrow e^{-j\omega\tau} X(\omega) \otimes X^*(-\omega).$$

По аналогии получим для $|x(t - \tau)|^2 x(t - \tau)$:

$$\begin{aligned} \hat{F}(|x(t - \tau)|^2 x(t - \tau)) &\Leftrightarrow e^{-j\omega\tau} \hat{F}(|x(t)|^2 x(t)) \Leftrightarrow e^{-j\omega\tau} \hat{F}(|x(t)|^2) \otimes \hat{F}(x(t)) \\ &\Leftrightarrow e^{-j\omega\tau} X(\omega) \otimes X^*(-\omega) \otimes X(\omega). \end{aligned}$$

Обобщая для случая p -ой степени $|x(t - \tau)|^p x(t - \tau)$:

$$\begin{aligned} \hat{F}(|x(t - \tau)|^p x(t - \tau)) &= \\ &= e^{-j\omega\tau} \underbrace{X(\omega) \otimes X^*(-\omega) \otimes \dots \otimes X(\omega) \otimes X^*(-\omega)}_{p/2 \text{ членов типа } X(\omega) \otimes X^*(-\omega)} \otimes X(\omega). \end{aligned}$$

Таким образом, после преобразования Фурье эта полиномиальная модель будет иметь вид:

$$y[k] = \sum_{\substack{p=1, \\ p-\text{odd}}}^P \sum_{q=0}^Q \alpha_{p,q} e^{-j2\pi qk/K_{FFT}} \Gamma_p[k], \quad (1)$$

где $y[k]$ – отсчеты выходного сигнала в частотной области, K_{FFT} – размер преобразования Фурье, $\alpha_{p,q}$ – коэффициенты корректора, соответствующие p -ой степени на q -ой задержке, Γ_p – базисная функция, соответствующая k -ой поднесущей p -ой степени. Используя вышеперечисленные свойства, эту функцию можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned} \Gamma_1[k] &= x[k], \\ \Gamma_2[k] &= x[k] \otimes x^*[-k], \\ \Gamma_3[k] &= x[k] \otimes x^*[-k] \otimes x[k], \\ \Gamma_p[k] &= \Gamma_{p-2}[k] \otimes \Gamma_2[k], \end{aligned} \quad (2)$$

где $x[k]$ – отсчеты входного сигнала в частотной области. Γ_p не будет зависеть от задержки сигнала, поскольку посредством свойства временного сдвига она стала коэффициентом поворота поднесущей.

Теперь рассмотрим обобщенную полиномиальную модель корректора (GMP):

$$\begin{aligned}
y(n) = & \sum_{\substack{p=1, \\ p-\text{odd}}}^{P_1} \sum_{q=0}^{Q_1} a_{p,q} x(n-q) |x(n-q)|^{p-1} \\
& + \sum_{\substack{p=1, \\ p-\text{odd}}}^{P_2} \sum_{q=0}^{Q_2} \sum_{l=1}^{L_1} b_{p,q,l} x(n-q) |x(n-q-l)|^{p-1} \\
& + \sum_{\substack{p=1, \\ p-\text{odd}}}^{P_3} \sum_{q=0}^{Q_3} \sum_{l=1}^{L_2} c_{p,q,l} x(n-q) |x(n-q+l)|^{p-1},
\end{aligned}$$

где L_1 и L_2 – задерживающий и опережающий перекрестные индексы GMP модели, $b_{p,q,l}$ и $c_{p,q,l}$ – коэффициенты корректора, соответствующие p -ой степени на $(q-l)$ -ой и $(q+l)$ -ой задержке соответственно.

Для дальнейшего преобразования рассмотрим функцию вида $|x(t-\tau-l)|^p x(t-\tau)$, которая присутствует в формуле обобщенного полинома с памятью:

$$\begin{aligned}
\hat{F}(|x(t-\tau-l)|^p x(t-\tau)) & \Leftrightarrow \hat{F}(|x(t-\tau-l)|^p) \otimes \hat{F}(x(t-\tau)) \Leftrightarrow \\
& [e^{-j\omega(\tau+l)} \hat{F}(|x(t)|^p)] \otimes [e^{-j\omega\tau} X(\omega)] \Leftrightarrow \\
& [e^{-j\omega(\tau+l)} \underbrace{X(\omega) \otimes X^*(-\omega) \otimes \dots \otimes X(\omega) \otimes X^*(-\omega)}_{p/2 \text{ членов типа } X(\omega) \otimes X^*(-\omega)}] \otimes [e^{-j\omega\tau} X(\omega)] = \\
& e^{-j\omega(2\tau+l)} \underbrace{X(\omega) \otimes X^*(-\omega) \otimes \dots \otimes X(\omega) \otimes X^*(-\omega) \otimes X(\omega)}_{p/2 \text{ членов типа } X(\omega) \otimes X^*(-\omega)}.
\end{aligned}$$

Аналогичные преобразования для $|x(t-\tau+l)|^p x(t-\tau)$:

$$\begin{aligned}
\hat{F}(|x(t-\tau+l)|^p x(t-\tau)) & \Leftrightarrow \\
[e^{-j\omega(\tau-l)} \underbrace{X(\omega) \otimes X^*(-\omega) \otimes \dots \otimes X(\omega) \otimes X^*(-\omega)}_{p/2 \text{ членов типа } X(\omega) \otimes X^*(-\omega)}] \otimes [e^{-j\omega\tau} X(\omega)] = \\
e^{-j\omega(2\tau-l)} \underbrace{X(\omega) \otimes X^*(-\omega) \otimes \dots \otimes X(\omega) \otimes X^*(-\omega) \otimes X(\omega)}_{p/2 \text{ членов типа } X(\omega) \otimes X^*(-\omega)}.
\end{aligned}$$

Таким образом, GMP модель корректора в частотной области будет иметь вид:

$$\begin{aligned}
y[k] = & \sum_{\substack{p=1, \\ p-\text{odd}}}^{P_1} \sum_{q=0}^{Q_1} \alpha_{p,q} e^{-j2\pi qk/K_{FFT}} \Gamma_p[k] \\
& + \sum_{\substack{p=1, \\ p-\text{odd}}}^{P_2} \sum_{q=0}^{Q_2} \sum_{l=1}^{L_1} \beta_{p,q,l} e^{-j2\pi(2q+l)k/K_{FFT}} \Gamma_p[k] \\
& + \sum_{\substack{p=1, \\ p-\text{odd}}}^{P_3} \sum_{q=0}^{Q_3} \sum_{l=1}^{L_2} \gamma_{p,q,l} e^{-j2\pi(2q-l)k/K_{FFT}} \Gamma_p[k],
\end{aligned} \tag{3}$$

где $\beta_{p,q,l}$ и $\gamma_{p,q,l}$ – коэффициенты корректора, соответствующие p -ой степени на $(q-l)$ -ой и $(q+l)$ -ой задержке соответственно, а функция $\Gamma_p[k]$ строится согласно закону (2).

3. АРХИТЕКТУРА ПЕРЕДАЮЩЕГО ТРАКТА С ОБУЧЕНИЕМ КОРРЕКТОРА

Для обучения цифрового корректора в частотной области – определения коэффициентов модели – применялась архитектура, описанная в [4]. В статье было показано, что данная архитектура по сравнению с другими позволяет добиться лучшей линейризации передающего тракта.

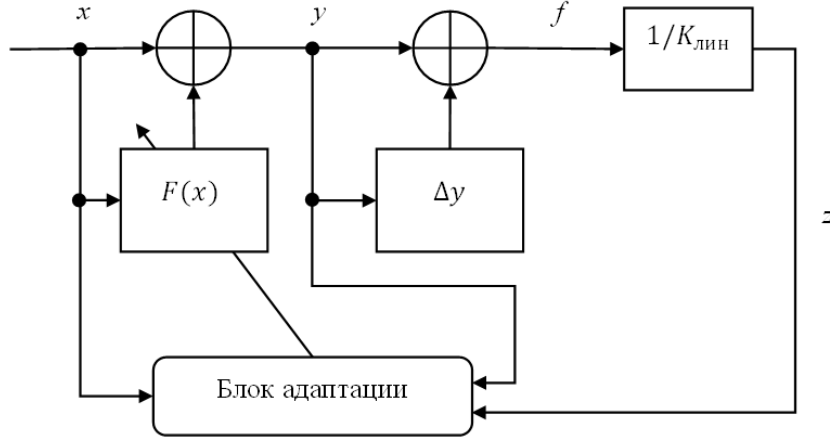


Рис.1. Архитектура передающего тракта с обучением корректора

Воздействие как корректора, так и передающего тракта представляется добавками к сигналам, которая в свою очередь является нелинейной функцией от входного сигнала. Адаптивный блок $F(x)$ на рисунке 1 представляет собой корректор, формирующий из сигнала x и результата работы блока адаптации сигнал y . Далее он поступает на нелинейный тракт, представленный блоком Δy . Нелинейности, добавленные этими блоками, должны компенсироваться. Блок адаптации находит ошибку коррекции и из нее формирует сигнал для $F(x)$. Таким образом, получаются следующие выражения:

$$\begin{aligned} y(k) &= x(k) + \Delta x(k), \\ z(k) &= y(k) + \Delta y(k). \end{aligned}$$

Отсюда минимизируемая ошибка:

$$e(k) = z(k) - x(k) = \Delta x(k) + \Delta y(k). \quad (4)$$

Согласно этим выражениям, модели корректоров (1) и (3) будут выглядеть следующим образом:

$$y[k] = x[k] + \Delta x[k] = x[k] + \sum_{\substack{p=1, \\ p-\text{odd}}}^P \sum_{q=0}^Q \alpha_{p,q} e^{-j2\pi qk/K_{FFT}} \Gamma_p[k],$$

для МР модели и

$$\begin{aligned} y[k] &= x[k] + \Delta x[k] = x[k] + \sum_{\substack{p=1, \\ p-\text{odd}}}^{P_1} \sum_{q=0}^{Q_1} \alpha_{p,q} e^{-j2\pi qk/K_{FFT}} \Gamma_p[k] \\ &+ \sum_{\substack{p=1, \\ p-\text{odd}}}^{P_2} \sum_{q=0}^{Q_2} \sum_{l=1}^{L_1} \beta_{p,q,l} e^{-j2\pi(2q+l)k/K_{FFT}} \Gamma_p[k] \\ &+ \sum_{\substack{p=1, \\ p-\text{odd}}}^{P_3} \sum_{q=0}^{Q_3} \sum_{l=1}^{L_2} \gamma_{p,q,l} e^{-j2\pi(2q-l)k/K_{FFT}} \Gamma_p[k], \end{aligned}$$

для GMP.

4. ИДЕНТИФИКАЦИЯ КОЭФФИЦИЕНТОВ КОРРЕКТОРА

Для получения коэффициентов корректоров необходимо представить сигналы в матричном виде. Так, для МР модели входные данные будут сформированы следующим образом:

$$\Phi = [\phi(0) \ \phi(1) \ \dots \ \phi(K_{FFT} - 1)]^T,$$

где $\phi(k) = [\phi_1(q) \ \phi_3(q) \ \dots \ \phi_P(q)]$, $q = 0, \dots, Q$, а $\phi_p(q)$ состоит из произведений вида:

$$\phi_p(q) = \left[\Gamma_p[k] \ \Gamma_p[k] e^{-\frac{j2\pi k}{K_{FFT}}} \ \dots \ \Gamma_p[k] e^{-\frac{j2\pi qk}{K_{FFT}}} \right]^T.$$

Для GMP матрица Φ формируется аналогично, но с поправкой на наличие еще двух слагаемых в (3).

Коэффициенты модели корректора примут вид:

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \dots \ \mathbf{h}_q]^T, \mathbf{h}_q = [h_{1,q} \ h_{3,q} \ \dots \ h_{P,q}]^T.$$

Тогда минимизируемая ошибка (4) в матричном виде:

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

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

Конечное соотношение для получения коэффициентов корректора методом наименьших квадратов (LS) [4]:

$$\mathbf{H} = -pinv(\mathbf{R}_{xx}) \cdot \mathbf{R}_{xy},$$

где $pinv(\)$ – псевдообращение Мура-Пенроуза, $\mathbf{R}_{xx} = E[\Phi \Phi^H]$, $\mathbf{R}_{xy} = E[\Delta \mathbf{y} \Phi^H]$, а $E[\]$ – знак усреднения.

5. РЕЗУЛЬТАТЫ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для проведения исследований была построена имитационная модель передающего тракта с частотным корректором. Компьютерный эксперимент проводился в среде MATLAB. В качестве тестового формировался OFDM сигнал с 1024 поднесущими и модуляцией 64-QAM. В качестве модели усилителя мощности была выбрана модель Винера-Гаммерштейна, состоящая из трех блоков, следующих друг за другом: входного фильтра, безынерционного нелинейного элемента и выходного фильтра. В качестве модели цифрового корректора использовались МР и GMP модели, количество коэффициентов которых подбиралось по минимуму векторной ошибки (МР – 20, GMP – 96). Для уменьшения количества коэффициентов существуют как алгоритмы, оптимизирующие размер модели [5], так и алгоритмы определения структуры полинома, подбирающие наиболее подходящие параметры по соотношению размер/ошибка [6, 7]. Для количественной оценки эффективности линеаризации использовались следующие параметры: векторная ошибка (EVM) и относительный уровень мощности соседнего канала (ACPR). На рисунках ниже представлены спектры сигналов на выходе передающего тракта без корректора (синяя кривая), с МР корректором (красная кривая), с GMP корректором (жёлтая кривая), а также исходный сигнал (фиолетовая кривая).

Сначала была проведена верификация выведенных соотношений GMP модели цифрового корректора в частотной области. Для этого сравнивались результаты, полученные для известной МР модели и разработанной GMP модели (таблица 1, рисунок 2). Видно, что применение GMP модели частотного корректора привело к уменьшению уровня внеполосного излучения в дополнительном канале на 4-5 дБ. При этом количество коэффициентов GMP модели выше в 4,6 раза. Необходимо отметить, что ширина полосы сигнала, обрабатываемого для получения коэффициентов модели, составляла пять полос исходного сигнала.

Далее ширина полосы обрабатываемого сигнала была уменьшена до трех полос исходного сигнала, чтобы снизить требования к частоте дискретизации АЦП в цепи

обратной связи. Результаты приведены в таблице 2 и на рисунке 3. Видно, что эффективность линейаризации при этом по ACPR в соседних каналах ухудшилась на 7 дБ для МР модели и на 2 дБ для GMP модели. Что касается компенсации искажений в основной полосе сигнала, то уровень EVM практически не изменился.

И, наконец, для получения коэффициентов модели корректора был взят сигнал с шириной полосы, равной ширине полосы исходного сигнала. Результаты приведены в таблице 3 и на рисунке 4. Видно, что дальнейшее ограничение полосы обработки не позволяет снизить уровень внеполосного излучения сигнала, однако корректирует внутрисполосные искажения. Так МР корректор уменьшает значение EVM с 17% до 11%, а GMP корректор – до 8%.

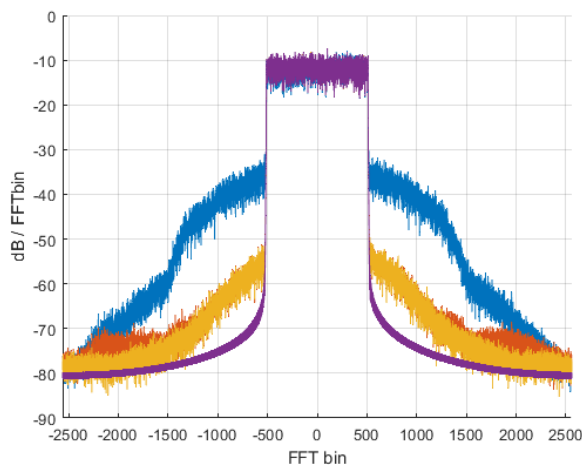


Рис.2. Результаты линейаризации для пяти полос обрабатываемого сигнала

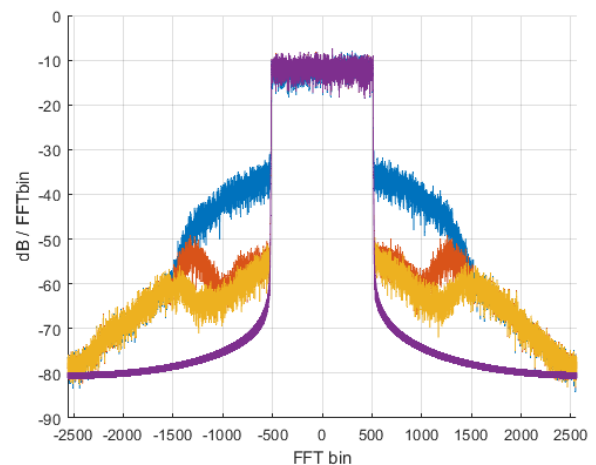


Рис.3. Результаты линейаризации для трех полос обрабатываемого сигнала

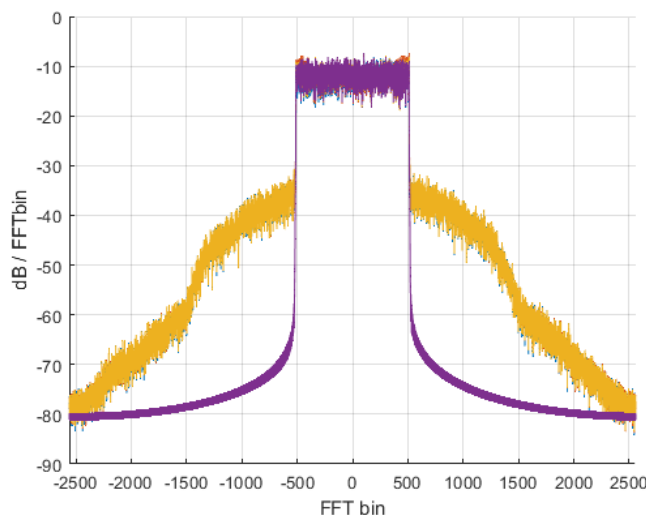


Рис.4. Результаты линейаризации для одной полосы обрабатываемого сигнала

Таблица 1. Результаты моделирования для обработки пяти полос сигнала

	ACPR, dBc				EVM, %
	Лев. доп. канал	Лев. сосед. канал	Прав. сосед. канал	Прав. доп. канал	
Исходный сигнал	-71.20	-65.78	-64.71	-71.38	
С коррекцией, MP	-65.91	-54.17	-53.09	-66.10	0.97
С коррекцией, GMP	-69.23	-54.45	-53.32	-69.61	0.95
Без коррекции	-59.97	-32.66	-32.07	-60.39	17.61

Таблица 2. Результаты моделирования для обработки трех полос сигнала

	ACPR, dBc				EVM, %
	Лев. доп. канал	Лев. сосед. канал	Прав. сосед. канал	Прав. доп. канал	
Исходный сигнал	-71.20	-65.78	-64.71	-71.38	
С коррекцией, MP	-60.17	-47.99	-47.80	-60.60	1.22
С коррекцией, GMP	-60.18	-52.00	-51.17	-60.60	1.03
Без коррекции	-59.97	-32.66	-32.07	-60.39	17.61

Таблица 3. Результаты моделирования для обработки одной полосы сигнала

	ACPR, dBc				EVM, %
	Лев. доп. канал	Лев. сосед. канал	Прав. сосед. канал	Прав. доп. канал	
Исходный сигнал	-71.20	-65.78	-64.71	-71.38	
С коррекцией, MP	-60.20	-32.91	-32.32	-60.63	11.27
С коррекцией, GMP	-60.19	-32.89	-32.29	-60.61	8.06
Без коррекции	-59.97	-32.66	-32.07	-60.39	17.61

Из проведенного исследования следует, что выбор модели цифрового корректора в частотной области следует делать в зависимости от требований к системе и допустимой вычислительной сложности алгоритма. При возможности обработки сигнала для расчёта коэффициентов модели в широкой полосе отличия в качестве линеаризации между моделями незначительное, однако разница вычислительных нагрузок высокая. Если доминирующим критерием выбора модели корректора является удовлетворение условия попадания в спектральную маску и уменьшение ошибок на приеме, то может оказаться выгоднее использовать более сложную полиномиальную модель, но уменьшить ширину

полосы обрабатываемого сигнала, применив алгоритм коррекции к меньшему количеству поднесущих или используя АЦП с более низкой разрядностью.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрена задача линеаризации передающего СВЧ тракта системы с ортогональным частотным мультиплексированием методом цифровых предусканий в частотной области. При этом выведены соотношения для расчета обобщенной полиномиальной модели частотного цифрового корректора и проведена их верификация. Проведенный на основе имитационного компьютерного моделирования сравнительный анализ двух типов полиномиальных моделей корректоров показал, что GMP корректор демонстрирует более эффективную линеаризацию по сравнению с MP корректором, однако требует при этом больше вычислительных затрат. Что касается исследований влияния ширины полосы сигнала, обрабатываемого для получения параметров модели корректора, на эффективность линеаризации, то установлено, что если доминирующим критерием является уменьшение внутриполосных искажений, то можно ограничиться тремя полосами частот исходного сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Л.И. Аверина, А.М. Бобрешов, В.Д. Шутов. Повышение линейности передающего тракта методом цифровых предусканий // *Нелинейный мир*, 2013, №10. – С.720-727.
2. D.R. Morgan. A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers / D.R. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M.G. Zierdt, J. Pastalan // *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, T. 54, № 10 – С. 3852–3860.
3. A. Brihuega, L. Anttila, M. Valkama. Frequency-Domain Digital Predistortion for OFDM // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2021, T. 31, № 6. – С. 816-818.
4. Л.И. Аверина, В.А. Золотухин, А.Ю. Лафицкий. Алгоритмы идентификации параметров адаптивных цифровых корректоров для линеаризации аналогового тракта. // *Радиолокация, навигация, связь*, 2024, Т. 1. – С. 54-60.
5. Choo. Complexity Reduction of Model Operations in Generalized Memory Polynomial for Digital Predistortion / Choo, Hong Ning and Hashim, Shaiful Jahari and Abdul Latiff, Nurul Adilah and Rokhani, Fakhrul Zaman and Yusoff, Zubaida and Varahram, Pooria // *Journal of Engineering Science and Technology*, 2024, T. 19, № 3. – С. 894-910.
6. A. Abdelhafiz, L. Behjat, F.M. Ghannouchi. Generalized Memory Polynomial Model Dimension Selection Using Particle Swarm Optimization // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2018, T. 28, № 2. – С. 96-98.
7. S. Wang. A Novel Algorithm for Determining the Structure of Digital Predistortion Models / S. Wang, M.A. Hussein, O. Venard, G. Baudoin // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, T. 67, № 8. – С. 7326-7340.

REFERENCES

1. L.I. Averina, A.M. Bobreshov, V.D. Shutov. Increasing the linearity of the transmission path using digital predistortion // *Nonlinear World*, 2013, no. 10. - Pp.720-727.
2. D.R. Morgan. A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers / D.R. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M.G. Zierdt, J. Pastalan // *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, Vol. 54, no. 10 – Pp. 3852–3860.
3. A. Brihuega, L. Anttila, M. Valkama. Frequency-Domain Digital Predistortion for OFDM // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2021, Vol. 31, no. 6. – Pp. 816-818.

4. L.I. Averina, V.A. Zolotukhin, A.Yu. Lafitsky. Algorithms of parameter identification of adaptive digital correctors for linearization of analog path // Radiolocation, navigation, communication, 2024, Vol. 1. – Pp. 54-60.
5. Choo. Complexity Reduction of Model Operations in Generalized Memory Polynomial for Digital Predistortion / Choo, Hong Ning and Hashim, Shaiful Jahari and Abdul Latiff, Nurul Adilah and Rokhani, Fakhrul Zaman and Yusoff, Zubaida and Varahram, Pooria // Journal of Engineering Science and Technology, 2024, Vol. 19, no. 3. – Pp. 894-910.
6. A. Abdelhafiz, L. Behjat, F. M. Ghannouchi. Generalized Memory Polynomial Model Dimension Selection Using Particle Swarm Optimization // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2018, Vol. 28, no. 2. – Pp. 96-98.
7. S. Wang. A Novel Algorithm for Determining the Structure of Digital Predistortion Models / S. Wang, M.A. Hussein, O. Venard, G. Baudoin // IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, Vol. 67, no. 8. – Pp. 7326-7340.

МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ БЛОКА СЛОЖЕНИЯ-УМНОЖЕНИЯ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

М. В. Хорошайлова¹, И.В. Свиридова¹, И.В. Остроумов¹

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

Аннотация. В этой статье представлен модуль сложения-умножения (МАС), полностью работающий во временной области, способный последовательно перемножать два входных импульса времени и добавлять их к ранее сохраненным. Кроме того, был разработан умножитель во временной области, позволяющий выполнять несколько операций последовательно. Разработанный модуль МАС и умножитель во временной области предлагают новые возможности для высокоскоростной обработки сигналов с низким энергопотреблением. В схеме умножения применяются временные регистры, построенные на элементах задержки со сдвигом фазы тактового сигнала. Преимущество такого решения в том, что достигается более высокая точность, но при этом ячейки задержки характеризуются меньшей величиной создаваемой задержки. Площадь, занимаемая на кристалле кремния каждой ячейкой задержки со сдвигом фазы тактового сигнала, составляет 46 мкм², что почти на порядок превышает площадь стандартных ячеек задержки. При этом генерируемая задержка составляет приблизительно 0,6 нс. Временной регистр, созданный на основе этих ячеек, способен удерживать информацию в течение 7,3 нс, так как в нем последовательно соединены шестнадцать таких элементов.

Ключевые слова: модуль сложения-умножения, временная область, высокоскоростная обработка сигналов, кольцевой генератор

THE METHOD OF CONSTRUCTING THE ADDITION- MULTIPLICATION BLOCK IN THE TIME DOMAIN

M. V. Khoroshailova¹, I.V. Sviridova¹, I.V. Ostroumov¹

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

Abstract. This article presents an addition-multiplication module (MAC) that works completely in the time domain, capable of sequentially multiplying two input time pulses and adding them to previously stored ones. In addition, a time domain multiplier has been developed that allows multiple operations to be performed sequentially. The developed MAC module and time domain multiplier offer new possibilities for high-speed signal processing with low power consumption. The multiplication scheme uses time registers based on delay elements with a phase shift of the clock signal. The advantage of this solution is that higher accuracy is achieved, but the delay cells are characterized by a lower delay value. The area occupied on a silicon crystal by each delay cell with a phase shift of the clock signal is 46 microns, which is almost an order of magnitude larger than the area of standard delay cells. At the same time, the generated delay is approximately 0.6 ns. The temporary register created on the basis of these cells is capable of holding information for 7.3 ns, since sixteen such elements are connected in series in it.

Keywords: addition-multiplication module, time domain, high-speed signal processing, ring oscillator

1. ВВЕДЕНИЕ

Основным компонентом, используемым во многих приложениях цифровой обработки сигналов, является модуль умножения и накопления (МАС). Они широко используются в повсеместных операциях, цифровой фильтрацией, корреляцией, сверткой, обработкой речи, кодированием видео и коммуникацией.

Модуль сложения/умножения (МАС) является ключевым компонентом при проектировании контроллера беспилотного летательного аппарата (БПЛА). Его реализация во временной области обеспечивает необходимую точность и скорость обработки сигналов, что критически важно для навигации, стабилизации и задач управления. Работа во временной области позволяет учитывать динамические изменения параметров системы в режиме реального времени, что особенно ценно для БПЛА, функционирующих в сложных условиях.

Моделирование блока МАС во временной области позволяет исследовать его поведение в различных сценариях, включая изменения нагрузки, внешние воздействия и задержки обработки. Это открывает возможности для оптимизации алгоритмов управления и повышения общей надежности системы [1].

Концепция, лежащая в основе обработки сигналов в режиме времени (TMSP), предполагает рассмотрение времени как переменной, подлежащей обработке. Амплитуда аналогового сигнала представляется пропорционально длительности импульса временного сигнала или как разница во времени (фаза) между двумя цифровыми событиями. Такая двойственность позволяет совместить преимущества аналоговой точности с удобством цифровой обработки.

2. РАЗРАБОТАННЫЙ МАС-МОДУЛЬ

Важной задачей является проектирование и оптимизация умножителя, который должен обеспечивать высокую скорость и точность умножения сигналов. Для этого рассматриваются различные методы реализации, включая использование параллельных вычислений и адаптацию элементной базы для уменьшения потерь при обработке. Оптимизация структуры умножителя позволит существенно улучшить скорость обработки данных, что критично для систем реального времени.

В современных системах существует множество оптимизаций, направленных на повышение производительности блока МАС. Одной из таких оптимизаций является параллельное выполнение операций, что позволяет значительно сократить время обработки. Применение конвейерной архитектуры позволяет разделить процесс умножения и сложения на несколько этапов, что способствует более эффективному использованию ресурсов и снижению времени задержки. Эта техника особенно полезна в приложениях, требующих высокой пропускной способности, таких как обработка изображений и видео.

Разработанный МАС-модуль состоит из блоков умножителя, сумматора и накопителя. Помимо сдвига домена, МАС-модуль во временной области отличается от обычных цифровых блоков, особенно с точки зрения сложения и накопления. В цифровых устройствах МАС эти операции обычно выполняются отдельно, в разных блоках. Однако, благодаря свойствам временной области можно выполнять и то, и другое, просто используя сумматор времени, который представляет собой схему, способную не только складывать, но и сохранять сигналы [2]. Выполнение как сложения, так и накопления данных в одной и той же схеме очень удобно, поскольку позволяет использовать меньшее количество компонентов и облегчает компоновку, потребляя меньше энергии и занимая меньшую площадь кремния.

Здесь основной задачей является создание схемы, которая работает в цифровой среде, но способна обрабатывать информацию аналоговым образом. Предлагаемый умножитель во временной области состоит из трех основных блоков: временных регистров, кольцевого генератора со стробированием и двунаправленного счетчика.

Кольцевой генератор представляет собой ключевой элемент, отвечающий за генерирование последовательности импульсов, необходимых для синхронизации работы различных компонентов системы. Его стробирование позволяет обеспечить точность и стабильность сигналов, что особенно важно в высокоскоростных вычислениях.

Двунаправленный счетчик, в свою очередь, обеспечивает возможность подсчета как вперед, так и назад, что увеличивает гибкость операций в рамках блока МАС. Такой счетчик позволяет эффективно обрабатывать данные, учитывая различные сценарии, которые могут возникнуть в процессе выполнения вычислительных задач.

Сочетание кольцевого генератора и двунаправленного счетчика в одном блоке МАС способствует повышению производительности системы в целом. Это также позволяет сократить задержки и минимизировать потребление энергии, что является критически важным для современных вычислительных устройств. Таким образом, интеграция этих компонентов в блок МАС открывает новые возможности для оптимизации архитектуры цифровых систем.

Разработанный кольцевой генератор с регулируемой частотой состоит из девяти каскадов и работает на частоте 170 МГц, совершая одно колебание каждые 5,8 нс. Как показано на рисунке 1, схема состоит из инверторов, как и типичные топологии кольцевого генератора, и позволяет транзисторам управлять тем, должен ли он колебаться или нет.

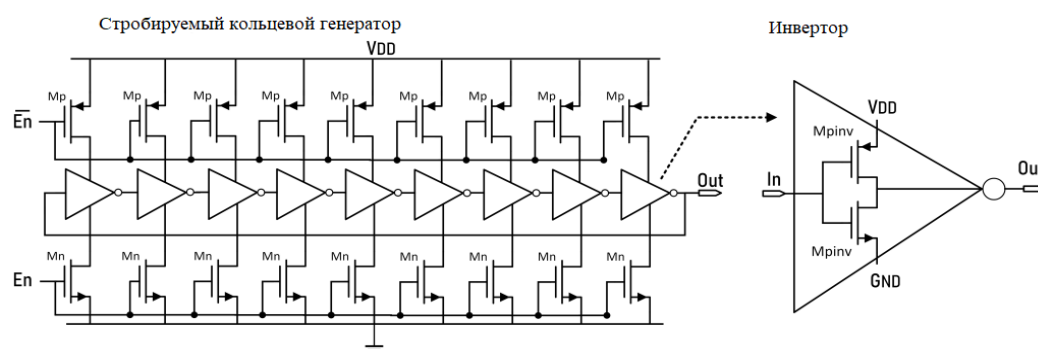


Рис.1 Схема предлагаемого кольцевого генератора

При создании стандартного кольцевого генератора используются два ключевых метода для вывода расчетных уравнений. Первый метод базируется на малосигнальной модели компонентов и критерие устойчивости Баркгаузена. Здесь каждый логический элемент рассматривается в рабочей точке (условия смещения или линейности), а анализ системы выполняется в частотной области. Этот метод также называют аналоговым или малосигнальным подходом [3].

Для кольцевого генератора обратная связь усиления и фазового сдвига удовлетворяет критериям Баркгаузена, обеспечивая колебания с частотой, определяемой условиями устойчивости.

Для демонстрации работы стробируемого кольцевого генератора (СКГ) схема была смоделирована для различных временных импульсов, как показано на рисунке 2.

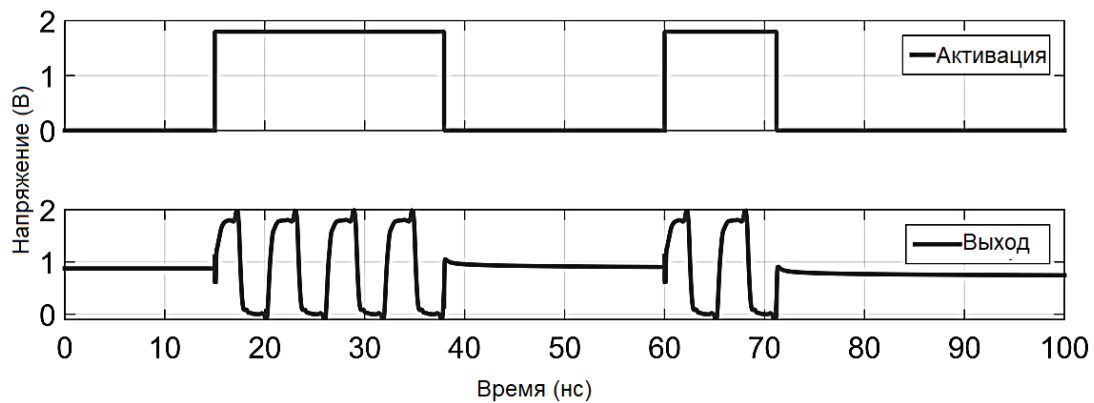


Рис. 2 Моделирование кольцевого генератора с управляемым затвором

Для подсчета колебаний используется двунаправленный счетчик. Он был разработан как 3-битный двунаправленный счетчик, что означает, что схема способна представлять восемь значений, считая от нуля до семи. Поскольку схема по сути цифровая, в конструкции использовались идентичные транзисторы. Подробная реализация и символическое представление схемы, выделяющие ее входы и выходы, показаны на рисунке 3.

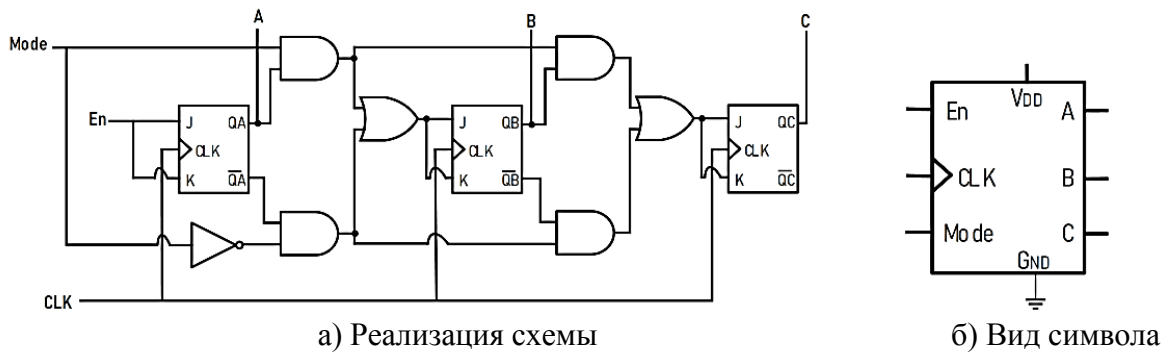


Рис.3 Трех битный двунаправленный счетчик

Стоит подчеркнуть, что в блоке МАС временной области однобитовые выходы счетчика объединены в единый многобитовый выход. Этот объединенный выход служит триггером для временного регистра 2, обеспечивая его правильную работу в системе.

Двунаправленная работа счетчика показана на рисунке 4. Как можно видеть, схема считает вверх, когда режим сигнала высокий, и вниз, когда он низкий. Оба выполняются на тактовой частоте. Однако, главное преимущество этого типа схемы заключается в том, что она позволяет выполнять счет вверх и вниз на разных частотах [4]. При рассмотрении того, как эта схема работает во временном умножителе, идея состоит в том, чтобы подсчитывать колебания, поступающие от стробируемого кольцевого генератора на высокой частоте, тогда как в режиме обратного счета счет выполняется на более низких частотах.

В начале процесса на стробируемый кольцевой генератор подается входной импульс, который вызывает колебания по всей его ширине. В этот момент двунаправленный счетчик активен в режиме прямого подсчета, что подразумевает, что колебания генератора будут учтены по возрастанию. Для данной симуляции ширина входного временного импульса равна четырем колебаниям, из-за чего счетчик фиксирует четыре ($C=1$, $B=0$, $A=0$) на частоте стробируемого кольцевого генератора. После завершения подсчета всех колебаний двунаправленный счетчик переключается на режим обратного счета, и сохраненное значение в блоке уменьшается на единицу с

каждым тактовым импульсом. Частота этой операции определяется генератором, который предназначен исключительно для такого режима работы.

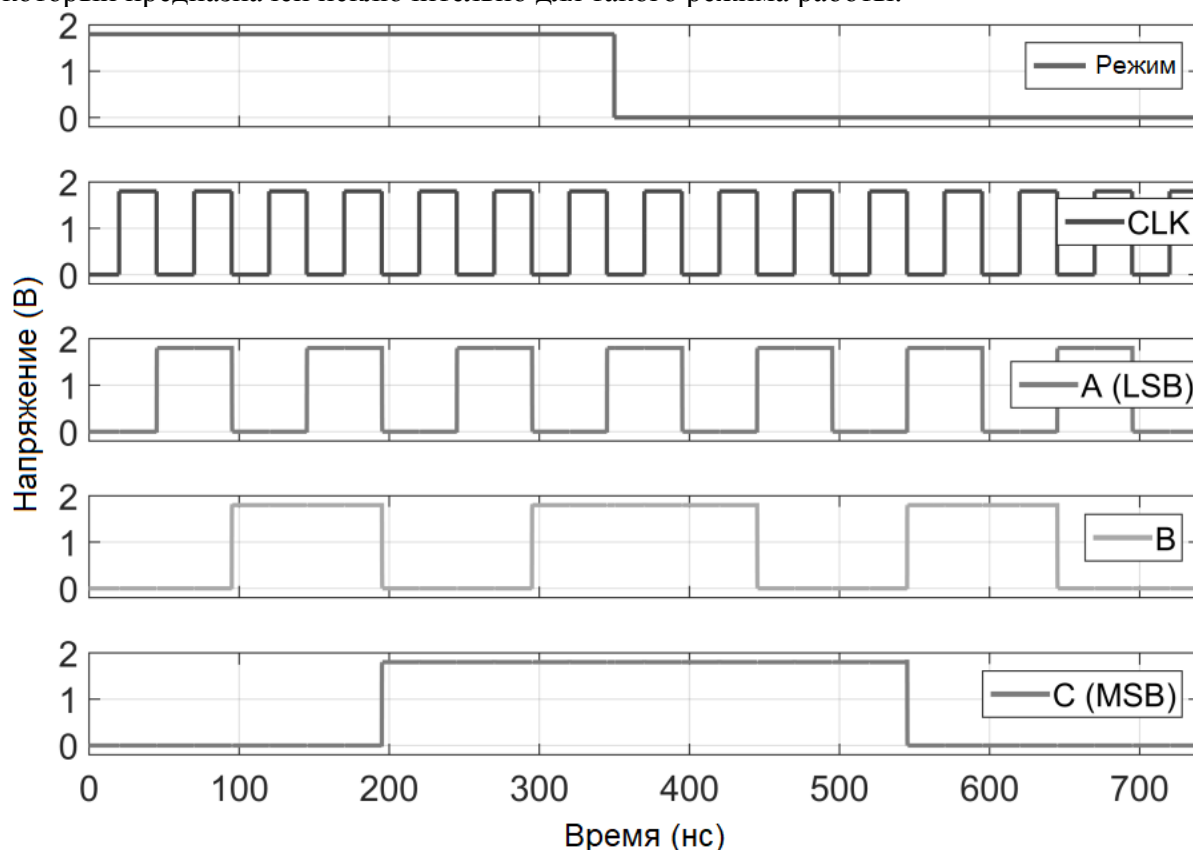


Рис.4 Двухнаправленная работа счетчика

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для представления работы умножителя во временной области, на рисунке 5 показаны наиболее важные сигналы схемы представленные ключевые сигналы цепи при входных сигналах $T1 = 4$ нс и $T2 = 25$ нс. Длительность импульса $T1$ эквивалентна увеличению в четыре раза, следовательно, на конечном выходе схемы логично ожидать сигнал длительностью примерно 16 нс. Иными словами, данный рисунок наглядно отображает, как схема умножает входной сигнал $T1$, преобразуя его длительность в соответствующее значение на выходе.

Для корректного функционирования МАС-блоку во временной области достаточно двух входных временных интервалов и трех синхронизирующих сигналов. Арифметические действия, такие как умножение, сложение и аккумулярование результатов, осуществляются в автоматическом режиме, обеспечивая непрерывную работу схемы. Каждый цикл соответствует выполнению одной операции МАС. По завершении всех необходимых МАС-операций, схема предоставляет итоговый результат в качестве выходного сигнала.

Для демонстрации функционирования МАС-модуля во временной области, на рисунке 6 представлены ключевые сигналы, иллюстрирующие работу схемы при входных сигналах $T1 = 2,5$ нс и $T2 = 15$ нс. Эти графики позволяют визуализировать процессы, происходящие внутри модуля МАС во время его работы.

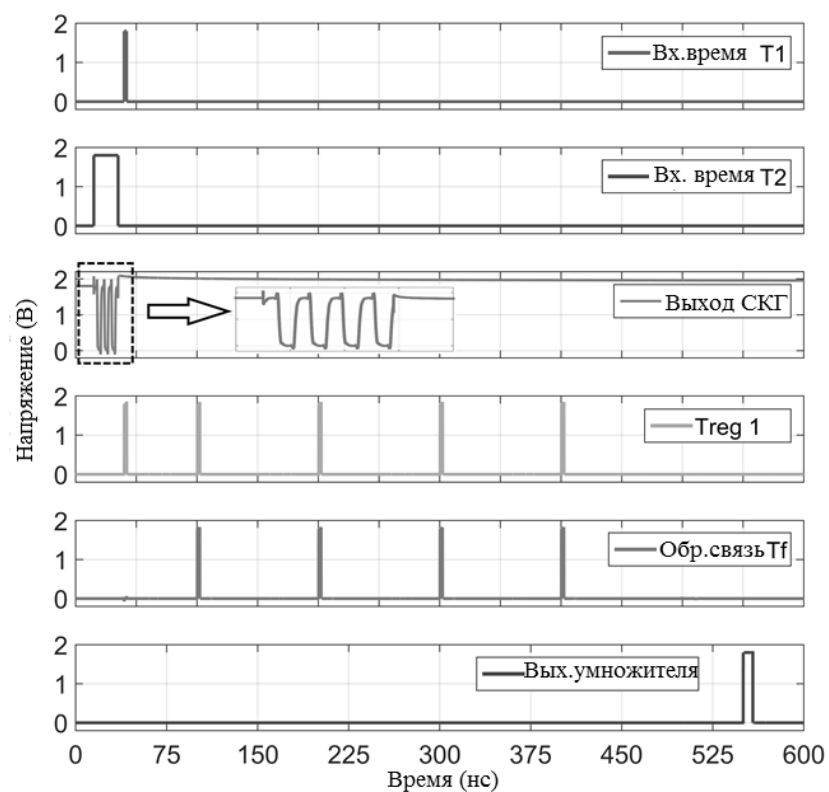


Рис.5 Моделирование принципа работы и сигналов множителя

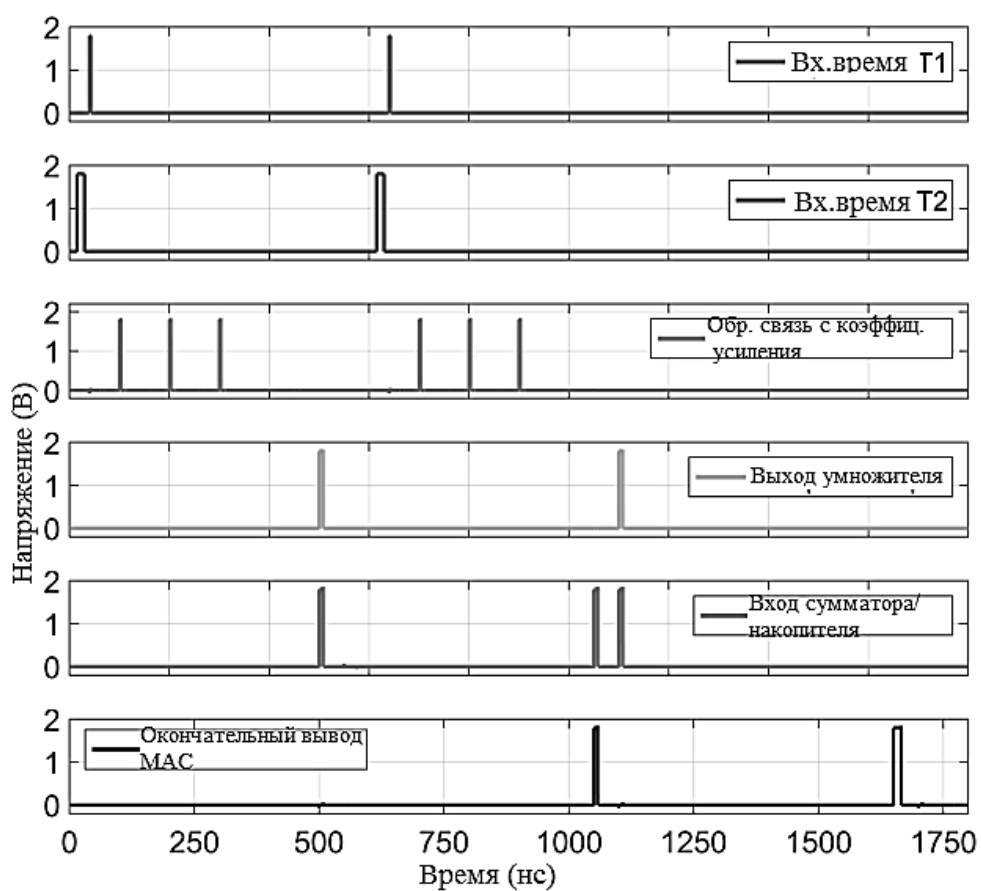


Рис.6 Моделирование работы МАС-блока

Сигналы подаются на модуль МАС дважды, что приводит к двум операциям умножения-накопления или двум полным циклам, выполняемым схемой. После первого цикла конечный выходной сигнал МАС составляет примерно 7,5 нс, поскольку T_1 последовательно добавлялся три раза. После второго и последнего цикла выходной сигнал составляет приблизительно 15 нс ($T_i \times 3 + T_1 \times 3 = T_1 \times 6$). Результат предыдущего цикла отображается на выходе схемы только во время следующего цикла. Это связано с тем, что он должен быть сохранен и может быть разблокирован только при добавлении к результату умножения следующего цикла. Такое поведение очень похоже на то, что наблюдается в цифровых устройствах МАС, поскольку результат, как правило, задерживается на один такт.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанный модуль МАС, работающий во временной области, обеспечивает входной динамический диапазон в 18 нс, работая в течение времени от 1 до 20 нс. Схема способна выполнять 1,67 миллиона операций в секунду. Это быстрое и эффективное выполнение операций делает модуль МАС пригодным для широкого спектра приложений обработки сигналов, где критически важны скорость и точность. В частности, он может использоваться в системах связи, обработки изображений и радиолокации, где необходимо выполнять умножение и накопление с высокой скоростью для извлечения полезной информации из входящих сигналов. Архитектура модуля МАС оптимизирована для минимизации задержек и повышения пропускной способности. Использование временной области позволяет параллельно обрабатывать данные, что значительно ускоряет вычисления. Кроме того, модуль разработан с учетом энергоэффективности, что делает его пригодным для использования в портативных и мобильных устройствах.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания «молодежная лаборатория» № FZGM-2024-0003

ЛИТЕРАТУРА

1. Хорошайлова М.В. Архитектура канального кодирования на основе ПЛИС для 5G беспроводной сети с использованием высокоуровневого синтеза / М.В. Хорошайлова // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2018. – Т. 14. № 2. – С. 99-105.
2. Siva Kumar, M., Inthiyaz, S., Dhamini, J., Sanjay, A., Chandu Srinivas, U., “Delay estimation of different approximate adders using mentor graphics”, International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering, 2019, 8(6), pp. 3584–3587.
3. Bakshi, A.; Panigrahy, M.; Das, J.K. FPGA Based Digital Filters Design to Remove Noise from ECG Signal. In Proceedings of the 2021 IEEE International Symposium on Smart Electronic Systems (iSES), Jaipur, India, 18–22 December 2021; pp. 236–239.
4. Хорошайлова, М. В. Проектирование аналого-цифрового преобразователя с регистром последовательного приближения / М. В. Хорошайлова, А. В. Турецкий, А. С. Демихова // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2024. – Т. 20, № 4. – С. 99-105.

REFERENCES

1. Khoroshailova M.V. FPGA-based channel coding architecture for a 5G wireless network using high-level synthesis / M.V. Khoroshailova // Bulletin of the Voronezh State Technical University. – 2018. – Vol. 14. No. 2. – pp. 99-105.
2. Siva Kumar, M., Inthiyaz, S., Dhamini, J., Sanjay, A., Chandu Srinivas, U., “Delay estimation of different approximate adders using mentor graphics”, International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering, 2019, 8(6), pp. 3584-3587.
3. Bakshi, A.; Panigrahy, M.; Das, J.K. FPGA Based Digital Filters Design to Remove Noise from ECG Signal. In Proceedings of the 2021 IEEE International Symposium on Smart Electronic Systems (iSES), Jaipur, India, December 18-22, 2021; pp. 236-239.
4. Khoroshailova, M. V. Designing an analog-to-digital converter with a sequential approximation register / M. V. Khoroshailova, A.V. Turkey, A. S. Demikhova // Bulletin of the Voronezh State Technical University. – 2024. – Vol. 20, No. 4. – pp. 99-105.

ПОДТВЕРЖДЕНИЕ ТЕХНИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗУЕМОСТИ АЛГОРИТМА ПОДСТРОЙКА ФАЗОВОГО СДВИГА ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДОСТОВЕРНОГО ПРИЕМА ПРИ АППАРАТНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ СВЯЗКИ АЦП И ПЛИС.

М.В. Чаусов

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. в статье анализируется возможность реализации алгоритма автоматической подстройки фазового сдвига, рассмотрены ключевые аспекты совместимости интерфейсов, метод калибровки фазы, предложен алгоритм калибровки фазового сдвига данных, получаемых от АЦП, приведены результаты верификации реализации.

Ключевые слова: подстройка фазового сдвига, динамический сдвиг фазы.

CONFIRMATION OF THE TECHNICAL FEASIBILITY OF THE PHASE SHIFT ADJUSTMENT ALGORITHM TO ENSURE RELIABLE RECEPTION WITH HARDWARE IMPLEMENTATION OF THE ADC AND FPGA.

M.V. Chausov

JSC «CONCERN «SOZVEZDIE», Voronezh, Russia

Abstract. the article analyzes the possibility of implementing an algorithm for automatic phase shift adjustment, considers key aspects of interface compatibility, a phase calibration method, proposes an algorithm for calibrating the phase shift of data obtained from the ADC, and provides the results of implementation verification.

Keywords: phase shift adjustment, dynamic phase shift

1. ВВЕДЕНИЕ

В рамках технической реализации была разработана SDR платформа, в состав которой вошли современная АЦП и ПЛИС. Задачей разработки было нахождение компромисса между быстродействием и энергоэффективностью при максимальной доступности микросхем, их небольших габаритах и невысокой стоимости.

Микросхема АЦП поддерживает различные интерфейсы вывода данных. Выбран режим SDR CMOS, как показано на рисунке 1. На этом рисунке также показан формат выходного сигнала 16 бит, который и был применён.

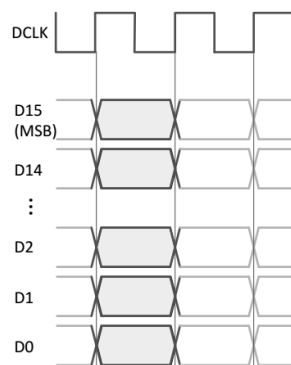


Рис.1. Формат вывода данных АЦП

Прежде, чем начать обработку получаемых данных, оцифрованных в АЦП, необходимо убедиться в их достоверности. В результате разработки и реализации топологии печатной платы и в процессе трассировки путей прохождения сигналов внутри ПЛИС возникают задержки при прохождении сигналов по шине данных, другими словами – рассогласования по фазе. Таким образом, практически невозможно обеспечить, чтобы данные считывались в оптимальное время. Чтобы создать гибкую шину связи, был разработан алгоритм, способный при необходимости динамически настраивать и переконфигурировать фазу тактового сигнала.

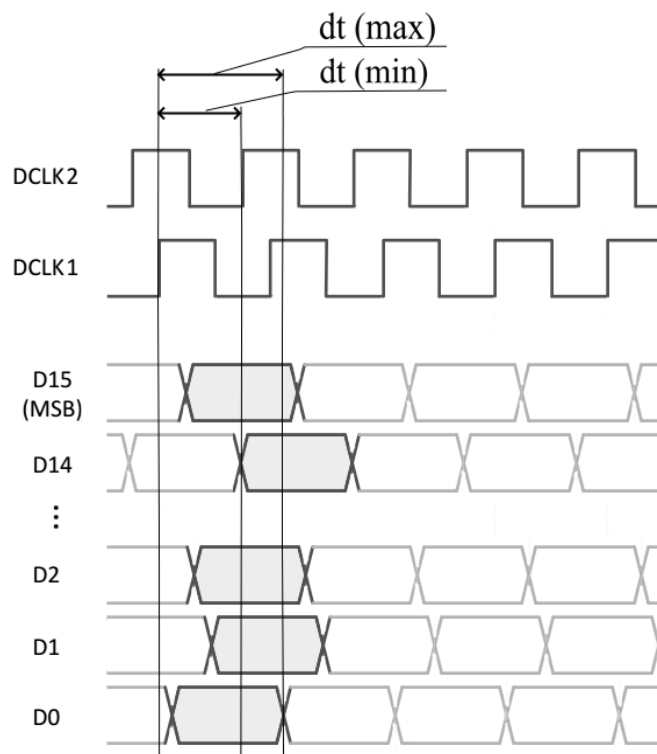


Рис. 2. Разброс задержек

Рисунок 2 демонстрирует влияние разброса задержек сигналов. При считывании бит данных, ожидая получить все логические единицы, по тактовому сигналу “DCLK1” будет считан неверный код. Чтобы учесть все фазовые сдвиги бит данных необходимо сдвинуть сигнал “DCLK1” на интервал, обеспечивающий достоверный прием. Разница между максимальным $dt(max)$ и минимальным $dt(min)$ сдвигом фазы тактового сигнала и есть требуемое окно достоверности приема.

Для проверки достоверности получаемых данных в АЦП предусмотрен режим вывода тестовых данных с различными параметрами. Был выбран вывод тестовых данных в формате 16 бит с определенным размером шага сдвига данных. Именно размер этого шага и нужно контролировать в принятых данных в ПЛИС. После проведения калибровки АЦП устанавливается в режим передачи нормальных данных оцифрованного сигнала.

2. ОПИСАНИЕ АВТОМАТА УПРАВЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИМ СДВИГОМ ФАЗЫ ПРИМИТИВЫ MMCME2_ADV

Блок ММСМ имеет широкие возможности управления тактовыми частотами, а также их динамическими изменениями, что позволяет подстраивать тактовую частоту «на лету». Динамический сдвиг фазы находит свое применение при учете времени окончания переходного процесса в различного рода системах, содержащих коммутирующие

элементы. Поскольку коммутирующее устройство имеет некоторый переходный процесс, то в системе с динамической коммутацией важно взять выборку сигнала именно в области закончившегося переходного процесса для получения достоверных данных. Использовать подстройку фазового сдвига «на лету» удобно при первой настройке (калибровке) АЦП.

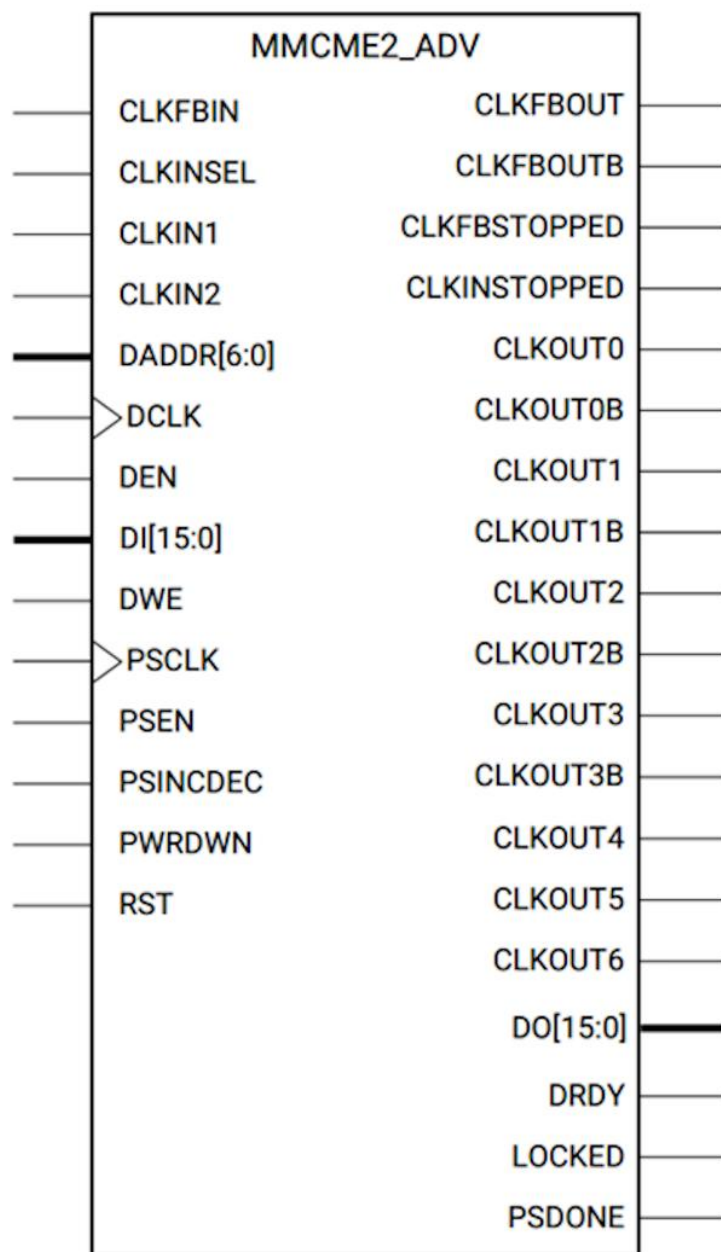


Рис.3. Символьное изображение примитива MMCME2_ADV

Примитива MMCME2_ADV имеет три входа и один выход для осуществления динамического сдвига фазы. Каждый выход CLKOUT и делитель CLKFBOUT могут быть индивидуально выбраны для выполнения фазового сдвига. За выбор выходов, фаза которых будет сдвинута, отвечают атрибуты CLKOUT [0:6]_USE_FINE_PS и CLKFBOUT_USE_FINE_PS. Контроль выполнения фазового сдвига осуществляется через порты PSEN, PSINDEC, PSCLK и PSDONE, временная диаграмма состояний которых приведена на рис. 4. Начальная фаза определяется атрибутом CLKOUT_PHASE.

Когда PSINCDEC в «1», инициализируется положительный фазовый сдвиг, когда PSINCDEC в «0», инициализируется отрицательный фазовый сдвиг. Сигнал PSEN должен быть активен в течение одного периода PSCLK. После завершения фазового сдвига сигнал PSDONE будет установлен в «1» ровно один период PSCLK. Время, в течение которого происходит выполнение команды, фиксировано и составляет 12 периодов PSCLK. После того как фазовый сдвиг инициализирован установкой PSEN, выход MMCM выполняет инкремент/декремент фазы относительно ее текущего значения. О завершении выполнения фазового сдвига сигнализирует сигнал PSDONE, значение которого становится «1». После того как PSDONE установился в «1», может быть инициализирован следующий фазовый сдвиг. Для фазового сдвига нет максимального значения и переполнения. Полный сдвиг (360°) всегда может быть инициализирован для любой частоты. Когда достигается конец периода, фазовый сдвиг переходит в 0° .

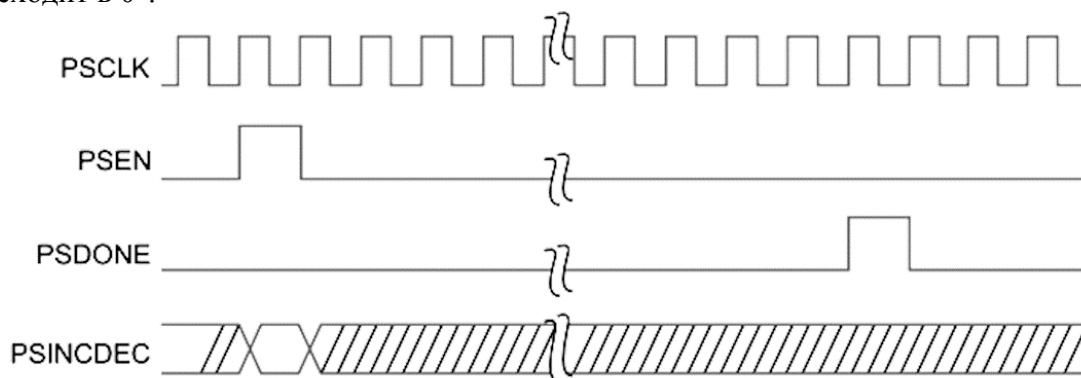


Рис. 4. Временная диаграмма интерфейса фазового сдвига

3. ОПИСАНИЕ РЕАЛИЗАЦИИ АЛГОРИТМА ПОДСТРОЙКА ФАЗОВОГО СДВИГА ДЛЯ ПЛИС

Для реализации алгоритма подстройки необходимы функции поиска момента начала приема достоверных данных, поиска момента начала приёма недостоверных данных и функция, обеспечивающая управление примитивой MMCM для сдвига фазы сигнала и контроля его готовности. Текстовое описание функций приведено в листинге 1.

В листинге 2 приведено текстовое описание самой подстройки. Процесс подстройки фазы тактового сигнала начинается с определения достоверности приема, по распознаванию шаблона – шага сдвига данных (разнице между принятыми данными в соседних ячейках адресного пространства). В случае несовпадения с шаблоном запускается поиск начала приема достоверных данных. Когда шаблон распознается, начинается подсчет количества приращений тактовой фазы и продолжается их увеличение до тех пор, пока шаблон не перестанет распознаваться. После этого происходит оценка размера полученного окна, чтобы исключить ложные срабатывания. Последний шаг заключается в уменьшении тактовой фазы на половину приращений, выполненных ранее. Этот процесс гарантирует, что данные будут получены ровно по центру окна достоверности.

В ходе работы системы допустимо установить проверку количества приема некорректных данных, при достижении которого динамическая подстройка тактового сигнала будет выполняться повторно.

```

u32 shift_n_read(u32 *delta_data)
{
    u32 data_1 = 0;
    u32 data_0 = 0;
    int count = 1000;
    modem_reg()->inc_step_clock = 0x01;
    while (((modem_reg()->status_clock_gen & 0x01) != 1) && (count > 0)) --count;
    if (count == 0) return RES_ERROR;
    fpga_reg()->adc_start = 0x01;
    usleep(50);
    data_0 = *ADC_ram_ptr;
    data_1 = *(ADC_ram_ptr + 1);
    *delta_data = data_1 - data_0;
    return RES_OK;
}

u32 true_start(u32 *delta)
{
    u32 status;
    int count_false_data = 0;
    status = shift_n_read(delta);
    if (status != RES_OK) return status;
    while (*delta != DELTA_TEST_PAT)
    {
        count_false_data++;
        if (count_false_data == 560) return RES_ERROR;
        status = shift_n_read(delta);
        if (status != RES_OK) return status;
    }
    return status;
}

u32 false_start(u32 *delta, u32 *count_true_data)
{
    u32 status;
    status = shift_n_read(delta);
    if (status != RES_OK) return status;
    while (*delta == DELTA_TEST_PAT)
    {
        (*count_true_data)++;
        if (*count_true_data == 560) return RES_OK;
        status = shift_n_read(delta);
        if (status != RES_OK) return status;
    }
    return status;
}

```

Листинг 1

```

u32 adc_calibr()
{
    u32 status;
    u32 delta = 0;
    u32 count_true_data = 0;
    int ct = 1000;
    while (1)
    {
        if (delta == DELTA_TEST_PAT)
        {
            status = false_start(&delta, &count_true_data);
            if (status != RES_OK) return status;
            if (count_true_data > 100)
            {
                for (int i = 0; i <= count_true_data/2; i++)
                {
                    modem_reg()->dec_staep_clock = 0x01;
                    while (((modem_reg()->status_clock_gen & 0x01) != 1) && (ct > 0)) --ct;
                    if (ct == 0) return RES_ERROR;
                }
                status = shift_n_read(&delta);
                if (status != RES_OK) return status;
                if (delta == DELTA_TEST_PAT) break;
            }
        }
        else if (delta != DELTA_TEST_PAT)
        {
            status = true_start(&delta);
            if (status != RES_OK) return status;
        }
    }
    return RES_OK;
}...

```

Листинг 2

4. РЕЗУЛЬТАТЫ

В подтверждение работоспособности алгоритма подстройки фазового сдвига были сняты осциллограммы тактового сигнала в моменты нахождения начала окна достоверности, его окончания и в моменте, гарантирующем достоверный прием данных по центру этого окна. На рисунках 5 – 7 в верхней части изображены тактовые сигналы в различные моменты работы алгоритма подстройки фазового сдвига до сдвига в блоке динамической подстройки фазы, в нижней – после.

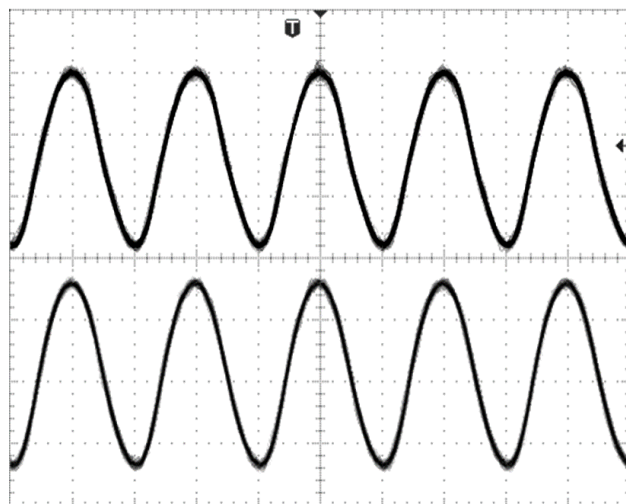


Рис. 6. Тактовые сигналы в фазе начала приема достоверных данных.

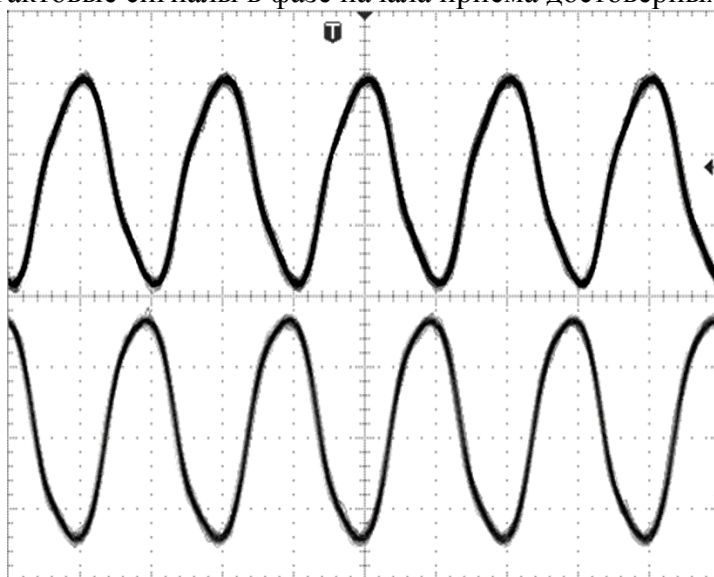


Рис. 6. Тактовые сигналы в фазе окончания приема достоверных данных.

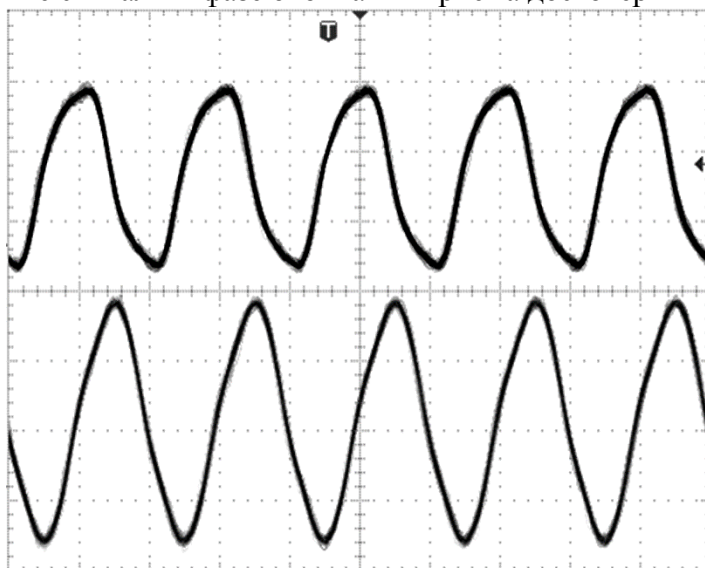


Рис. 7. Тактовые сигналы в выбранной фазе приема достоверных данных.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате анализа установлено, что реализация алгоритма подстройки фазового сдвига для выбранной связки АЦП и ПЛИС технически осуществима благодаря полной совместимости интерфейсов (SPI) и достаточной производительности ПЛИС для обработки данных в реальном времени. Результаты реализации предложенного алгоритма калибровки фазового сдвига данных, получаемых от АЦП, демонстрируют возможность динамически «на лету» менять фазу тактового сигнала для обеспечения достоверного приема оцифрованных данных. Данный алгоритм является одной из возможных реализаций решения поставленной задачей и в настоящее время успешно применен в программном обеспечении макетного образца разработанной SDR платформы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Клайв Максфилд. Проектирование на ПЛИС. Архитектура, средства и методы. Курс молодого бойца. Москва.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2007. – 408 с.
2. Л. Мело, С. Сантана, А. Сильва-Филью, М. Лима, В. Медеиро, М. Мароньо. Шина связи между ПЛИС с обнаружением ошибок и динамической регулировкой фазы синхронизации. Журнал Бразильского компьютерного общества, 2015, №21, 12.
3. <https://doi.org/10.1186/s13173-015-0026-z>. (дата обращения 17.02.2025).
4. Стефан Кочан. Программирование на языке C, 3-е издание.: Перевод с английского – Москва: ООО«И.Д. Вильямс», 2007. – 496 с.

REFERENCES

1. Clive “Max” Maxfield. The Design Warrior’s. Guide to FPGA’s. Moscow.: Publishing house "Dodeka-XXI", 2007. – 408 с.
2. Melo L., Santana S., Silva-Filho A., Lima M., Medeiros V., Marinho M. An inter-FPGA communication bus with error detection and dynamic clock phase adjustment. Journal of the Brazilian Computer Society 21, Article number: 12 (2015).
3. <https://doi.org/10.1186/s13173-015-0026-z>. (access date 17.02.2025).
4. Stephen G.Kochan. Programming in C. Third Edition.

ДИНАМИЧЕСКАЯ АДАПТАЦИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ОБНАРУЖИТЕЛЯ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ МНОГОКРАТНОГО ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

М. Л. Артемов^{1,2}, Д. Ю. Гордиенко^{2,3}, М. П. Сличенко³, С. П. Трушин³

¹Акционерное общество «Воронежский научно-исследовательский институт «Вега»
(АО «ВНИИ «Вега»), Воронеж, Россия

²Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

³АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Предложен новый алгоритм энергетического обнаружения радиосигналов с динамической адаптацией порога, основанный на специализированной процедуре оценки интенсивности шума по результатам пространственно-многоканального обнаружения радиосигналов. Алгоритм может найти применение в системах радиомониторинга при решении задач одноканального обнаружения сигналов в ходе их технического анализа.

Ключевые слова: адаптация; обнаружитель-пеленгатор; порог обнаружения; радиомониторинг; энергетический обнаружитель.

DYNAMIC ADAPTATION OF AN ENERGY DETECTOR BASED ON THE RESULTS OF MULTIPLE DIRECTION FINDING OF RADIO EMISSION SOURCES

M. L. Artemov^{1,2}, D. Y. Gordienko^{2,3}, M. P. Slichenko³, S. P. Trushin³

¹Join Stock Company «Voronezh Research Institute «Vega»
(JSC «VRI «Vega»), Voronezh, Russia

²JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

³ Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. A new algorithm for energy detection of radio signals with dynamic adaptation of bound based on a specialized procedure for estimating the noise intensity based on the results of spatial-multichannel detection of radio signals is proposed. This algorithm can find application in the field of electronic radio monitoring in solving problems of single-channel signal detector during their technical analysis.

Keywords: adaptation; detector-bearing finder; detection border; radio monitoring; energy detector.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для задач радиомониторинга характерна существенная априорная неопределенность как относительно формы и параметров принимаемых радиосигналов, так и относительно статистических характеристик аддитивного шума. Одной из важнейших практических задач является обнаружение и оценивание радиотехнических параметров радиосигналов в условиях сложной динамично меняющейся электромагнитной обстановки [1-4].

В случае, когда форма радиосигнала априорно неизвестна и оптимальный приемник нереализуем, широкое применение на практике получили алгоритмы одноканального энергетического обнаружения (ЭО), широко исследованные отечественными и зарубежными авторами. Решающее правило одноканального ЭО предполагает вычисление энергии принимаемого сигнала и сравнение ее с пороговым

уровнем, выбираемым исходя из требуемой вероятности ложной тревоги (критерий Неймана-Пирсона). В большинстве исследований аддитивный шум предполагается гауссовским, хотя известны работы по ЭО радиосигналов на фоне негауссовского шума (например, в работах [5-8] рассматривается модель полигауссовского шума).

Если интенсивность гауссовского шума априорно неизвестна, то в качестве решающей статистики используется величина, пропорциональная отношению энергии сигнала к оценке дисперсии шума, полученной на интервале времени адаптации. Соответствующий обнаружитель называют адаптивным ЭО. Теория адаптивного ЭО основана на том, что на некотором интервале времени адаптации гарантированно отсутствует обнаруживаемый сигнал, что позволяет провести оценку дисперсии шума. Однако в реальных условиях имеется принципиальная трудность выбора такого «свободного от радиосигналов» интервала времени адаптации, что определяет актуальность и практическую значимость развития исследований адаптивного ЭО.

На практике радиомониторинга широко распространены алгоритмы адаптивного ЭО в спектральной области, основанные на нахождении «свободной» от сигналов частотной области по критерию минимума суммарной энергии в заданной полосе частот. Существенным недостатком таких алгоритмов является явная зависимость точности и достоверности оценки интенсивности шума от минимальной частотной близости между соседними по частоте сигналами, достоверная информация о которой в реальных условиях отсутствует. Другим недостатком является использование энергетического критерия отличия шума от сигнала, который предопределяет в общем случае заниженное (относительно истинного) значение оценки интенсивности шума, а также статистическую неустойчивость такой оценки при приеме слабых (энергетически скрытых) сигналов, спектральные отсчеты которых неизбежно участвуют в формировании данной оценки и являются дополнительной причиной ее статистического отклонения от истинного значения.

Направлением преодоления обозначенных недостатков адаптивных ЭО является применение специализированного алгоритма оценивания интенсивности шума, инвариантного к энергии спектральных отсчетов сигналов и шума, и основанного на «не энергетическом» различии в статистических характеристиках сигнала и шума.

Возможность разработки и практической реализации такого алгоритма основана на использовании результатов пространственно-многоканального обнаружения сигналов с помощью многоканального обнаружителя-пеленгатора аппаратуры радиомониторинга. Как отмечено в [1], в отличие от ЭО, такой многоканальный обнаружитель основан на использовании различия в распределении значений амплитуд и фаз сигналов, обусловленных приемом плоской радиоволны с определенного пространственного направления. В работах [1-4, 9] широко исследованы характеристики такого обнаружения.

Вместе с тем, по результатам обнаружения и пеленгования в системах радиомониторинга выполняется технический анализ сигналов, предполагающий одноканальный прием, обнаружение, оценивание вида и параметров модуляции. В ходе технического анализа возможно использование дополнительной информации о ранее полученных результатах пространственно-многоканального обнаружения, что позволит повысить достоверность оценивания интенсивности шума в каждом пространственном канале пеленгатора, а также реализовать ее динамическую адаптацию во времени в условиях меняющейся электромагнитной обстановки.

Целью работы является разработка алгоритма одноканального ЭО с динамической адаптацией порога, основанной на специализированной «не энергетической» процедуре оценки интенсивности шума по результатам пространственно-многоканального обнаружения радиосигналов.

2. АДАПТИВНОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ

Укрупненный алгоритм работы ЭО представлен в виде структурной схемы на рисунке 1.

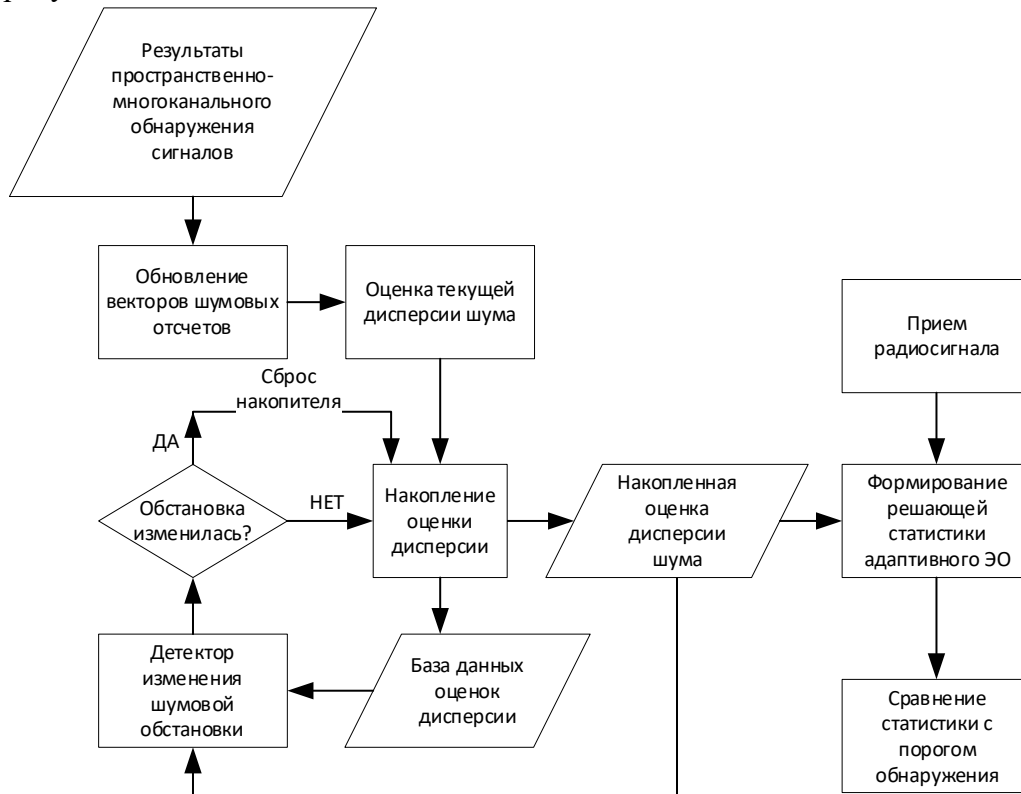


Рис. 1. Структурная схема адаптивного ЭО.

По результатам пространственно-многоканального обнаружения сигналов в обнаружителе-пеленгаторе в текущей полосе мгновенного анализа по каждому i -му спектральному отсчету проводится сравнение решающей статистики Ξ пространственно-многоканального обнаружения [1] с порогом селекции шумовых отсчетов $\{\xi^{(i)}\}$ в соответствии с правилом

$$\Xi \leq h_0, \quad (2.1)$$

где h_0 выбирается исходя из максимально допустимой вероятности пропуска сигнала $P_{ПС}^{\min}$ и является корнем уравнения:

$$P_{ПС}(\mu_{\max}, h_0) = P_{ПС}^{\min}, \quad (2.2)$$

$\mu_{\max}$ — максимальный ОСШ, при котором допускается пропуск сигнала с вероятностью $P_{ПС}^{\min}$.

Текущая оценка дисперсии шума (приведенная к одному спектральному отсчету):

$$\hat{\sigma}_n^2 = (1/K) \sum_i |\xi_n^{(i)}|^2, \quad (2.3)$$

где $\hat{\sigma}_n^2$ — оценка дисперсии шума в канале с порядковым номером n , K — число селектированных по правилу (2.1) шумовых отсчетов.

Оценка (2.3) используется при формировании решающей статистики ЭО с динамической адаптацией порога. Решение о наличии сигнала принимается в случае выполнения условия [9]:

$$\Psi = \gamma^{-1} \frac{E_s}{\hat{\sigma}_n^2} \geq h_1, \quad (2.4)$$

где E_s — энергия обнаруживаемого сигнала на интервале времени наблюдения в полосе частот шириной Δf_s ; h_1 — порог обнаружения, выбираемый по критерию Неймана-Пирсона; $\gamma = \tau \Delta f_s$ — масштабный коэффициент, численно равный произведению длительности τ контакта с сигналом пеленгатора и ширины полосы частот Δf_s в которой выполняется ЭО.

Для реализации динамической адаптации ЭО в условиях меняющейся электромагнитной обстановки используется детектор изменения шумовой обстановки, реализующий сравнение во времени оценок дисперсии шума и обновление оценки в случае изменения уровня шума либо накопление оценок при отсутствии таких изменений. Это позволяет повысить достоверность оценивания дисперсии шума и, как следствие, стабилизировать характеристики ЭО.

3. АНАЛИТИЧЕСКИЕ ВЫРАЖЕНИЯ

В пренебрежении слабыми сигналами (с ОСШ менее $\mu_{\max}$) можно считать, что распределение текущей оценки (2.3) дисперсии шума подчиняется обобщенному [10, 11] центральному распределению хи-квадрат с числом степеней свободы $2K$ и отличными от единицы дисперсиями гауссовских компонент, равными $\sigma^2 = N_0/\tau$:

$$W(x) = \frac{\exp(-x/2\sigma^2) x^{K-1}}{(2\sigma^2)^K \Gamma(K)}, \quad (3.1)$$

где N_0 — односторонняя (физическая) спектральная плотность мощности шума, $\Gamma(\cdot)$ — гамма-функция.

В отсутствии статистически значимых изменений истинной дисперсии шума многократно накопленная оценка дисперсии имеет плотность вероятности

$$W(x) = \frac{\exp(-x/2\sigma^2) x^{R-1}}{(2\sigma^2)^R \Gamma(R)}, \quad (3.2)$$

где R — общее количество шумовых отсчетов, участвующих в вычислении накопленной оценки дисперсии.

4. АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ СТАТИСТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

В ходе статистического моделирования оценивалась относительная точность оценивания дисперсии шума по 1024 спектральным отсчетам (рис. 2а) трех алгоритмов оценивания:

- предлагаемого алгоритма (рис. 2б, кривая 1);
- алгоритма усреднения энергии всех отсчетов (рис. 2б, кривая 2);
- алгоритма, основанного на усреднении энергии отсчетов в скользящем окне (для различных значений ширины окна 2, 4, 8...512 отсчетов) и оценки дисперсии по отсчетам в окне с минимальной энергией (рис. 2б, кривая 3).

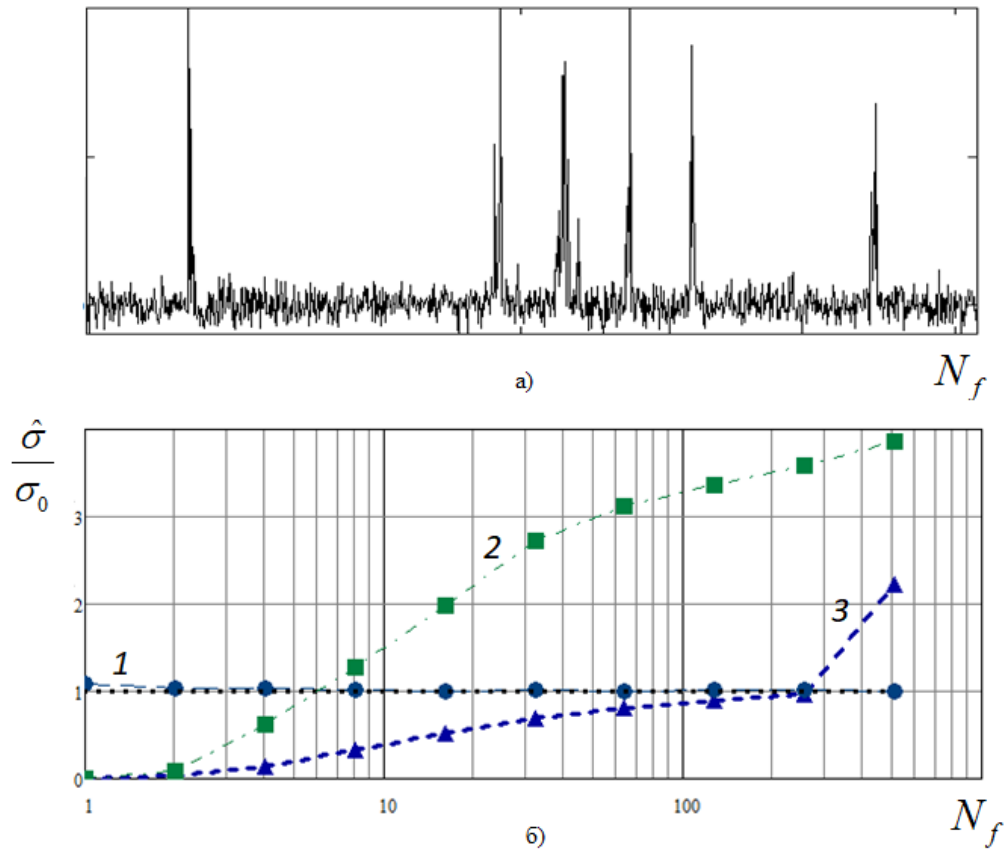


Рис. 2. Спектр сигналов (а) и результат оценивания дисперсии шума различными алгоритмами (б).

Как видно из рис. 2 результаты статистического моделирования подтвердили работоспособность предлагаемого алгоритма.

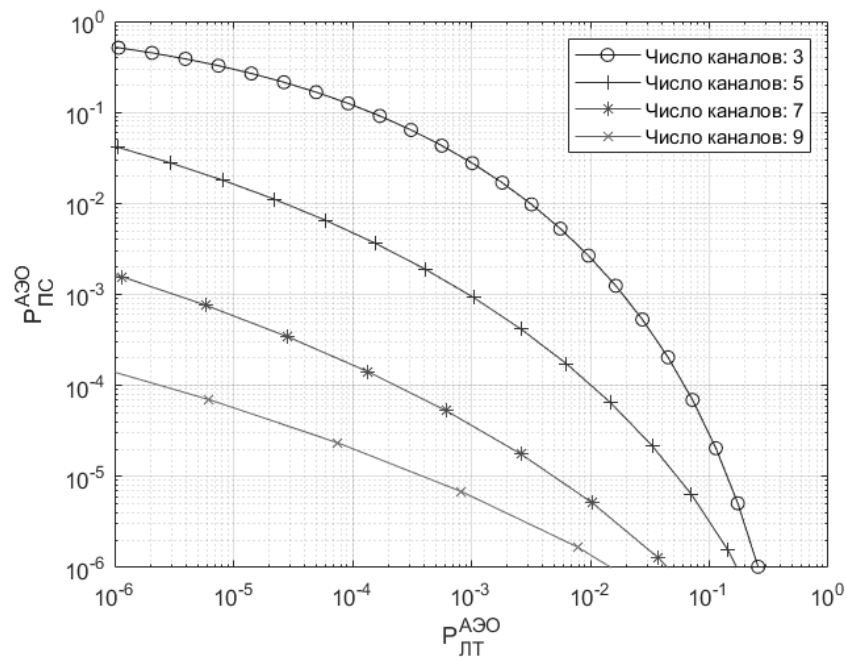


Рис. 3. Зависимости вероятности пропуска сигнала от вероятности ложной тревоги при ОСШ = 3 дБ.

В качестве примера на рисунке 3 приведены рабочие характеристики ЭО с динамической адаптацией порога – зависимости вероятности пропуска сигнала от вероятности ложной тревоги для разных значений числа каналов пеленгатора при ОСШ равном 3 дБ.

На рисунке 4 приведены зависимости вероятности пропуска сигнала от вероятности ложной тревоги при фиксированном числе каналов (равном 5) для различных ОСШ.

Видно, что с ростом числа каналов пеленгатора характеристики ЭО улучшаются, что обусловлено повышением достоверности оценивания дисперсии шума предложенным способом (2.1)-(2.3).

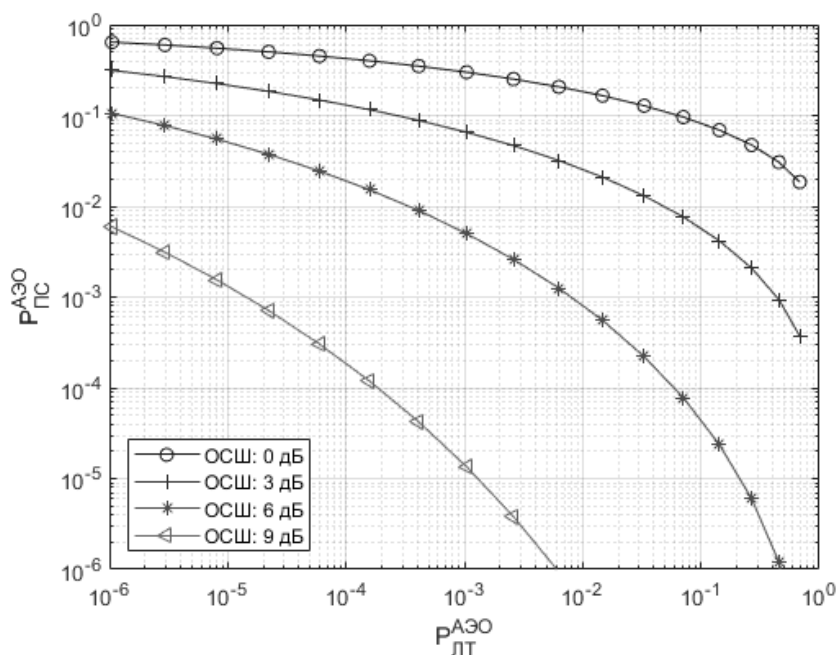


Рис. 4. Зависимости вероятности пропуска сигнала от вероятности ложной тревоги при различных ОСШ.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложен новый алгоритм ЭО радиосигналов с динамической адаптацией, основанный на специализированной процедуре оценки интенсивности шума по результатам пространственно-многоканального обнаружения радиосигналов. За счет использования «не энергетического» критерия оценивания интенсивности шума, алгоритм лишен известных недостатков, широко распространенных на практике радиомониторинга ЭО.

В частности, алгоритм не требует априорной информации о минимальной частотной близости между соседними по частоте сигналами, достоверная информация о которой в реальных условиях отсутствует. Результаты статистического моделирования подтвердили инвариантность показателей эффективности к неизвестной величине интенсивности шума и работоспособность алгоритма в условиях сложной электромагнитной обстановки.

Для реализации динамической адаптации ЭО в условиях меняющейся электромагнитной обстановки используется детектор изменения шумовой обстановки, реализующий сравнение во времени оценок дисперсии шума и обновление оценки в случае изменения уровня шума либо накопление оценок при отсутствии таких

изменений. Это позволяет повысить достоверность оценивания дисперсии шума и, как следствие, стабилизировать характеристики ЭО.

Алгоритм может найти применение в системах радиомониторинга с использованием многоканальных пеленгаторов при решении задач одноканального обнаружения сигналов в ходе их технического анализа.

Получение и анализ точных аналитических выражений для статистических характеристик предложенного обнаружителя будут отражены в последующих публикациях авторов.

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. Артемов М.П., Сличенко М.П. Современный подход к развитию методов пеленгования радиоволн источников радиоизлучения. // Антенны, 2018, № 5 (249). - С. 31-37.
3. Артемов М.П., Афанасьев О.В., Сличенко М.П. Методы статистической радиотехники в современном решении задач радиомониторинга. // Антенны, 2016, № 6 (226). - С. 55-62.
4. Артемов М.П., Афанасьев О.В., Сличенко М.П. Обнаружение и пеленгование источников радиоизлучения в рамках теории статистической радиотехники. // Радиотехника, 2016, № 5. - С. 4-18.
5. Костылев В.И., Сличенко М.П. Характеристики энергетического обнаружения неизвестных радиосигналов на фоне шума Лихтера. // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика, 2006, № 2. - С. 78-84.
6. Костылев В.И., Сличенко М.П. Характеристики энергетического обнаружения неизвестных радиосигналов на фоне шума Лихтера. // Известия вузов. Радиофизика, 2008, Т. 51, № 10. - С. 889-898.
7. Костылев В.И., Сличенко М.П. Энергетическое обнаружение радиосигналов на фоне негауссовского шума неизвестной интенсивности. // Известия вузов. Радиофизика, 2009, Т. 52, № 11. - С. 910-920.
8. Костылев В.И., Сличенко М.П. Адаптивное энергетическое обнаружение квазидетерминированных радиосигналов на фоне негауссовского шума. // Радиотехника и электроника, 2011, Т. 56, № 6. - С. 698-704.
9. Артемов М.П., Абрамова Е.Л., Сличенко М.П. Пространственно многоканальное адаптивное обнаружение радиосигналов в частотной области при неидентичных каналах приема. // Радиотехника, 2014, № 11. - С. 5-10Сличенко М.П.
10. Многоканальный энергетический обнаружитель неизвестных квазидетерминированных радиосигналов. // Теория и техника радиосвязи, 2014, № 3. - С. 49-56.
11. Сличенко М.П. Обобщенные распределения хи-квадрат и Фишера-Снедекора в задачах обнаружения источников радиоизлучения. // Теория и техника радиосвязи, 2022, № 3. - С. 45-51.

REFERENCES

1. Artemov M.L., Borisov V.I., Makoviy V.A., Slichenko M.P. Automated Control Systems, Radio Communication, and Electronic Warfare. Fundamentals of Theory and Design Principles / red. M.L. Artemov. M.: Radiotekhnika, 2021. – 556 p.

2. Artemov M.P., Slichenko M.P. Modern Approach to the Development of Radio Wave Direction Finding Methods for Radio Emission Sources. // *Antenny*, 2018, № 5 (249). – p. 31-37.
3. Artemov M.P., Afanas'ev O.V., Slichenko M.P. Methods of Statistical Radio Engineering in Modern Solutions for Radio Monitoring Tasks. // *Antenny*, 2016, № 6 (226). – p. 55-62.
4. Artemov M.P., Afanas'ev O.V., Slichenko M.P. Detection and Direction Finding of Radio Emission Sources within the Framework of Statistical Radio Engineering Theory. // *Radiotekhnika*, 2016, № 5. – p. 4-18.
5. Kostylev V.I., Slichenko M.P. Characteristics of Energy Detection of Unknown Radio Signals Against Likhter Noise. // *Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya: Fizika. Matematika*, 2006, № 2. – p. 78-84.
6. Kostylev V.I., Slichenko M.P. Characteristics of Energy Detection of Unknown Radio Signals Against Likhter Noise. // *Izvestiya vuzov. Radiofizika*, 2008, Vol. 51, № 10. – p. 889-898.
7. Kostylev V.I., Slichenko M.P. Energy Detection of Radio Signals Against Non-Gaussian Noise of Unknown Intensity. // *Izvestiya vuzov. Radiofizika*, 2009, Vol. 52, № 11. – p. 910-920.
8. Kostylev V.I., Slichenko M.P. Adaptive Energy Detection of Quasi-Deterministic Radio Signals Against Non-Gaussian Noise. // *Radiotekhnika i elektronika*, 2011, Vol. 56, № 6. – p. 698-704.
9. Artemov M.P., Abramova E.L., Slichenko M.P. Spatially Multichannel Adaptive Detection of Radio Signals in the Frequency Domain with Non-Identical Reception Channels. // *Radiotekhnika*, 2014, № 11. – p. 5-10.
10. Slichenko M.P. Multichannel Energy Detector of Unknown Quasi-Deterministic Radio Signals. // *Teoriya i tekhnika radiosvyazi*, 2014, № 3. – p. 49-56.
11. Slichenko M.P. Generalized Chi-Square and Fisher-Snedecor Distributions in the Problems of Radio Emission Sources Detection. // *Teoriya i tekhnika radiosvyazi*, 2022, № 3. – p. 45-51.

ОЦЕНКА ЧАСТОТНОГО СМЕЩЕНИЯ СИГНАЛА С QAM МОДУЛЯЦИЕЙ МЕТОДОМ МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ

М. Л. Маслаков, А. В. Одинцова

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического
приборостроения (ГУАП), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. В работе рассмотрена задача компенсации частотного смещения модулированного сигнала. Рассмотрен алгоритм оценки частотного смещения методом максимального правдоподобия. Проведено сравнение алгоритмов петли Костаса и ML-компенсатора. Представлены результаты численного моделирования.

Ключевые слова: QAM; Допплеровское смещение частоты; метод максимального правдоподобия; двумерное нормальное распределение.

FREQUENCY OFFSET ESTIMATION OF A QAM SIGNAL USING THE MAXIMUM LIKELIHOOD METHOD

M. L. Maslakov, A. V. Odincova

Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation (SUAI),
Saint-Petersburg, Russia

Abstract. The problem of compensation of the frequency offset of a modulation signal is considered. Algorithm of frequency shift estimation by maximum likelihood method. The Costas loop algorithms and ML-compensator are compared. Results of numerical simulation are presented.

Keywords: QAM, Doppler frequency shift; maximum likelihood method; two-dimensional normal distribution.

1. ВВЕДЕНИЕ

В процессе приема модулированных сигналов требуется решения ряда задач, первыми из которых является установление тактовой или временной синхронизации, а также оценка и компенсация частотного смещения [1]. Смещение частоты возникает по причине неидеальности опорных генераторов передатчика и приемника, а также доплеровского смещения частоты, связанного с движением абонентов, а иногда и отражающей радиосигнал поверхности.

Наличие доплеровского смещения частоты приводит к значительному снижению помехоустойчивости систем передачи данных. Задача оценки доплеровского смещения частоты имеет место практически во всех системах радиосвязи и радиолокации, и особенно актуальна в авиационных и спутниковых системах связи [2, 3].

Для оценки несущей частоты и, соответственно, смещения частоты в некоторых системах связи (например, [4]) передают гармонический сигнал. Также оценка может осуществляться и на основе известных модулированных сигналов. В этом случае такой сигнал может одновременно использоваться и для решения других задач, например, для настройки эквалайзера. Обработка принятых модулированных сигналов часто осуществляется на основе корреляционного приема.

Отметим, что в [5, 6] рассмотрены различные подходы к задаче оценки частоты, как для гармонического, так и модулированного сигнала.

В современных системах связи длительности известных сегментов передаваемых сигналов невелики, поэтому оценка осуществляется в том числе и по модулированным информационным (следовательно, неизвестным) сигналам. Такие методы называют «слепыми».

В данной работе рассматривается задача оценки частотного смещения методом максимального правдоподобия – ML-оценка. Для демонстрации качества такой оценки рассмотрена задача компенсации частотного смещения, для чего приведено сравнение со способом фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) на основе петли Костаса.

2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МОДУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА

Пусть $s(t)$ передаваемый модулированный сигнал, его преобразование Гильберта $\hat{s}(t)$. Тогда запишем комплексный аналитический сигнал:

$$\dot{u}(t) = s(t) + i\hat{s}(t), \quad (1)$$

Перепишем (1) подробнее

$$\begin{aligned} \dot{u}(t) &= \sum_{n=1}^N (A_n \cos(\omega t + \varphi_n) + iA_n \sin(\omega t + \varphi_n)) p(t - (n-1)T_{sym}) = \\ &= \sum_{n=1}^N A_n e^{i\varphi_n} p(t - (n-1)T_{sym}) e^{i\omega t} = \sum_{n=1}^N \dot{u}_n p(t - (n-1)T_{sym}) e^{i\omega t}, \end{aligned} \quad (2)$$

где N – количество передаваемых символов, A_n – амплитуды передаваемых символа, $\omega = 2\pi f$ – несущая частота, φ_n – фазы передаваемых символов, T_{sym} – длительность символа, $p(t)$ – импульсная функция.

Из (2) можно выделить следующую функцию вида:

$$\dot{F}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \dot{u}_n p(t - nT_{sym}), \quad (3)$$

называемую комплексной огибающей.

Комплексные значения $\dot{u}_n$ в (3), соответствующие передаваемым символам, далее будем называть коэффициентами комплексной огибающей модулированного сигнала $s(t)$, можно представить в виде вектор вида

$$\dot{U} = \{\dot{u}_n\} = \{I_n + iQ_n\}, n = 1 \dots N, \quad (4)$$

где $I_n = A_n \cos \varphi_n$, $Q_n = A_n \sin \varphi_n$ – синфазная и квадратурная составляющие.

Например, для модуляции QPSK значения I_n и Q_n принимают значения

$$\{I_n, Q_n\} = \{\{1, 0\}, \{0, 1\}, \{-1, 0\}, \{0, -1\}\}, \quad (5)$$

а для модуляции QAM4

$$\{I_n, Q_n\} = \left\{ \left\{ \frac{\sqrt{2}}{2}, \frac{\sqrt{2}}{2} \right\}, \left\{ -\frac{\sqrt{2}}{2}, \frac{\sqrt{2}}{2} \right\}, \left\{ -\frac{\sqrt{2}}{2}, -\frac{\sqrt{2}}{2} \right\}, \left\{ \frac{\sqrt{2}}{2}, -\frac{\sqrt{2}}{2} \right\} \right\}. \quad (6)$$

Принимаемый из канала с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ) модулированный сигнал обозначим в форме

$$\tilde{s}(t) = s(t) + \xi(t), \quad (7)$$

а соответствующий вектор коэффициентов комплексной огибающей есть

$$\dot{U}_\xi = \dot{U} + \dot{V}, \quad (8)$$

где $\dot{V} = \{\xi_{I,n} + i\xi_{Q,n}\}, n = 1 \dots N$ – вектор соответствующих синфазно-квадратурных составляющих аддитивного шума $\xi(t)$.

Обозначим ω_D - Доплеровское смещение частоты. Тогда вектор коэффициентов комплексной огибающей (4) преобразуются к виду

$$\dot{U}_D = \{u_n \exp(j\omega_D n T_{sym})\}, n = 0 \dots N-1. \quad (9)$$

3. ML-ОЦЕНКА ЧАСТОТНОГО СМЕЩЕНИЯ

Оценку частотного смещения с последующей компенсацией модулированного сигнала осуществляют после переноса на нулевую частоту, т.е. оценка и обработка ведется по отсчетам комплексной огибающей. При ненулевом значении смещения частот ω_D отсчеты представляют вектор вида (9). В этом случае фазы комплексных отсчетов начинают «закручиваться» по или против часовой стрелки, в результате чего принимаемые символы смещаются, что приводит к ошибкам. Примеры сигнальных созвездий при наличии частотного смещения приведены на рисунке 1.

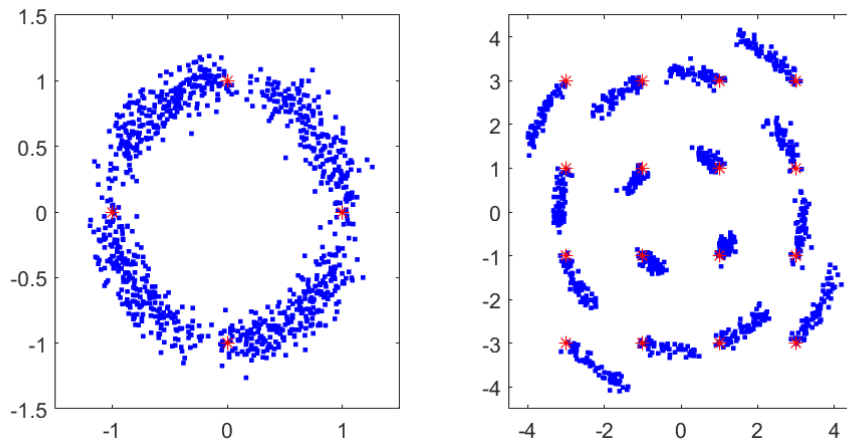


Рис. 1. Примеры сигнальных созвездий QPSK (слева) и QAM-16 (справа) при различных значениях частотного смещения

С точки зрения приема и демодуляции такая ситуация эквивалентна уменьшению отношению сигнал/шум (ОСШ).

Принимаемые отсчеты в любом случае содержат шумовую составляющую - см. (8). При этом $\xi_{I,n}$, $\xi_{Q,n}$ представляют собой независимые нормальные величины с дисперсией σ_ξ^2 . Таким образом, отсчеты вектора (8) подчиняются двумерному нормальному закону.

$$W(u, \sigma^2, c_k) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{|u - c_k|^2}{2\sigma^2}\right), k = 0 \dots M-1, \quad (10)$$

где c_k - точки сигнального созвездия.

Тогда, плотность комплексной огибающей модулированного сигнала имеет вид:

$$W(u, \sigma^2) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} W(u, \sigma^2, c_k). \quad (11)$$

Оценку дисперсии σ^2 получим методом максимального правдоподобия путём максимизации функционала:

$$L(\sigma^2 | \dot{U}) = \sum_{n=1}^{N-1} \ln(W(\dot{u}_n, \sigma^2)). \quad (12)$$

При этом, как следует из (9) минимум дисперсии или, иначе говоря, максимум ОСШ достигается при компенсации частотного смещения, т.е.:

$$\dot{U}_{\xi,n,D} \exp(-j\hat{\omega}nT_{sym}) | \hat{\omega} = \omega_D. \quad (13)$$

В результате, из (12) и (13) приходим к функционалу вида:

$$\Phi(\omega) = \arg \max_{\sigma^2} (L(\sigma^2 | \dot{U}_{\xi,n,D} \exp(-j\hat{\omega}nT_{sym}))), \quad (14)$$

откуда получаем оценку $\hat{\omega}$:

$$\hat{\omega} = \arg \min_{\omega} (\Phi(\omega)), \quad (15)$$

Полученную оценку $\hat{\omega}$ достаточно подставить в (13), а также по аналогии компенсировать частотное смещение для последующих символов с учетом нумерации символов.

Для демонстрации эффективности способа на рисунке 2 представлены зависимости вероятности ошибки на бит (bit-error rate - BER) от ОСШ при частотной смещении 20 Гц для сигнала с QPSK модуляцией при оценке и компенсации частотного смещения рассмотренной ML-оценкой и с помощью применения петли Костаса. Реализация алгоритма петли Костаса представлена, например, здесь [6].

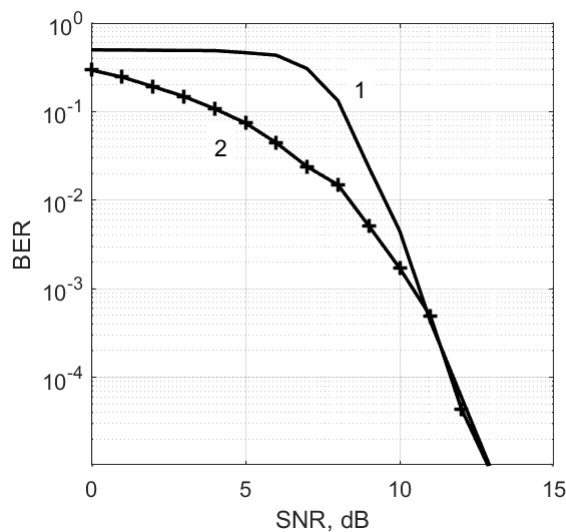


Рис. 2. Зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ после компенсации частотного смещения с помощью петли Костаса (1) и ML-оценка (2)

Как видно при значениях ОСШ менее 10 дБ компенсация на основе ML-оценки обеспечивает меньшее значение вероятности ошибки на бит. Это связано с тем, что ML-оценка обеспечивает наиболее вероятную оценку по группе символов, в то время как петля Костаса обеспечивает точечную следящую оценку.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрена задача компенсации частотного смещения модулированного сигнала. Для оценки рассмотрена оценка частотного смещения на основе метода максимального правдоподобия – ML-оценка. Алгоритм позволяет получать оценку смещения частоты принимаемого информационного сигнала без необходимости

передачи тестового сигнала. Как показано в работе при низких значениях ОСШ ML-компенсатор оказывается обеспечивает более точную оценку смещения частоты.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шахтарин Б.И., Сизых В.В., Сидоркина Ю.А. и др. Синхронизация в радиосвязи и радионавигации. – М.: Горячая линия – Телеком, 2011. – 256 с.
2. Liu, Q. Doppler measurement and compensation in mobile satellite communications systems / Q. Liu // MILCOM 1999. IEEE Military Communications. Conference Proceedings, 1999. – P. 316-320.
3. Бибииков А.М., Леонов И.Е. Исследование алгоритмов предварительной частотной синхронизации в приемнике спутниковой связи в условиях негеостационарной орбиты космического аппарата // Журнал радиоэлектроники. 2023. №12.
4. ARINC Specification 635-4. HF Data Link Protocol. – Dec. 22, 2003.
5. Kundu D., Nandi S. Statistical Signal Processing. Frequency Estimation. – Springer, 2012. – 132 p.
6. Kroupa V.F. Phase Lock Loops and Frequency Synthesis. Chichester: John Wiley & Sons Ltd. – 2003. – 320 p.

REFERENCES

1. Shachtarin B.I. Sizyh V.V. Sidorkina Yu.A. Synchronization in radio telecommunication and navigation. - M: Goryachaya liniya – Telecom, 2011. 256 p.
2. Liu, Q. Doppler measurement and compensation in mobile satellite communications systems / Q. Liu // MILCOM 1999. IEEE Military Communications. Conference Proceedings, 1999. – P. 316-320.
3. Bibikov A.M., Leonov I.E. Investigation of algorithms for preliminary frequency synchronization in a satellite communication receiver in the conditions of a non-geostationary orbit of a spacecraft // Journal of radio electronics. – 2023. No 12.
4. ARINC Specification 635-4. HF Data Link Protocol. – Dec. 22, 2003.
5. Kundu D., Nandi S. Statistical Signal Processing. Frequency Estimation. – Springer, 2012. – 132 p.
6. Kroupa V.F. Phase Lock Loops and Frequency Synthesis. Chichester: John Wiley & Sons Ltd. – 2003. – 320 p.

КОГНИТИВНОЕ ПЕРЕСТАНОВОЧНОЕ ДЕКОДИРОВАНИЕ НЕДВОИЧНЫХ ГРУППОВЫХ КОДОВ

М. Ю. Толикина

Государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования
«Нижегородский государственный инженерно-экономический университет»
(ГБОУ ВО НГИЭУ), г. Княгинино, Россия

Аннотация. Системы управления сталкиваются со строгими требованиями по точности обработки данных [2] и высочайшей стабильности функционирования, в дополнение к требованиям должны быть всегда готовы для решения разнообразных задач управления. Этим критериям отвечает техника перестановочного декодирования. Следует подчеркнуть, что данный метод дает возможность заранее рассчитать все возможные перестановки элементов кодовых последовательностей и создать кодовую книгу, в которой каждой перестановке соответствует определенный набор эквивалентных кодов. Используя методы когнитивного обучения в процессе декодирования, можно постепенно заполнять кодовую книгу новыми, ранее неизвестными перестановками. В этот справочник вносятся образцы порождающих матриц для эквивалентных кодов, расставленных в последовательность с ранжированием элементов как $\dots + \lambda_i + \lambda_{i+1} - \lambda_{i+2} - \lambda_{i+3} + \lambda_{i+4} \dots$ для выполнения перестановочного декодирования. В ходе обработки информации, символы кодовой последовательности могут встречаться повторно, что даёт возможность для оптимизации использования ресурсов декодера путём сохранения этих данных в его памяти и повторного использования вычисленных выражений порождающей матрицы при проведении специфических перестановок (2 4 5). Каноническая матрица, определяемая как последовательность с возрастающими номерами столбцов, служит образцом для сравнения. Эффективный поиск данного образца в обширном наборе данных требует выполнения всех вышеописанных процедур.

Ключевые слова: когнитивная карта, эталонная матрица, перестановочное декодирование, эквивалентные коды, декодер, циклы.

COGNITIVE PERMUTATION DECODING OF NON-BINARY GROUP CODES

M. Y. Tolikina

State Budgetary Educational Institution of Higher Education Nizhny Novgorod State
University of Engineering and Economics, Knyaginino, Russia

Abstract. Control systems face stringent requirements for data processing accuracy and the highest operational stability, in addition to the requirements they must always be ready to solve various control problems. The permutation decoding technique meets these criteria. It should be emphasized that this method makes it possible to calculate in advance all possible permutations of code sequence elements and create a codebook in which each permutation corresponds to a certain set of equivalent codes. Using cognitive learning methods in the decoding process, it is possible to gradually fill the codebook with new, previously unknown permutations. This reference book contains samples of generating matrices for equivalent codes arranged in a sequence with the ranking of elements as $\dots + \lambda_i + \lambda_{i+1} - \lambda_{i+2} - \lambda_{i+3} + \lambda_{i+4} \dots$ to perform permutation decoding. During information processing, code sequence symbols can occur repeatedly, which makes it possible to optimize the use of decoder resources by storing these data in its memory and reusing the calculated expressions of the generating matrix when performing specific permutations (2 4 5). The canonical matrix, defined as a sequence with

increasing column numbers, serves as a pattern for comparison. Efficiently searching for this pattern in a large data set requires performing all of the above procedures.

Keywords: cognitive map, reference matrix, permutation decoding, equivalent codes, decoder, cycles.

1. ВВЕДЕНИЕ

Использование метода перестановки достоверно принятых символов в информационные биты позволяет сократить время поиска вектора ошибки в системе обработки кода за счет предварительного сохранения итоговых данных в когнитивной карте декодера.

Эти данные представляют собой результаты действия эквивалентной кодирующей матрицы $G_{пер}^{сис}$, соответствующей определённой перестановке символов вектора. При анализе архитектуры **программируемых логических интегральных схем (ПЛИС)** становится очевидно, что их возможности по хранению данных ограничены. Эффективность достигается за счёт размещения эталонных матриц в оперативной памяти ПЛИС, что позволяет избежать задержек в поиске соответствующих алгоритмов во внешних хранилищах данных. Когда обрабатываются символы в составе определённых комбинаций, ключевым моментом является использование **индексов мягкого решения (ИМР)** для каждого символа. Это необходимо для того, чтобы идентифицировать и корректировать $d - 1$ ошибки [6], вызванные стиранием символов, при этом минимизируя риск внесения ошибок в позиции, которые не подверглись стиранию. Метод мягкого декодирования, применяемый к недвоичным кодам, позволяет существенно уменьшить объём требуемых вычислений, что делает его эффективным способом повышения точности и скорости обработки данных без увеличения вычислительной нагрузки [3, 4].

Определив количество ошибочных символов S , декодер исключает их, обеспечивая корректность данных $s = d - 1$. В процессе расчёта компонентов синдромного многочлена происходит модификация алгоритма обработки информации. Обозначим экстракцию синдрома в алгебраическом декодировании через S_A , а в методике декодирования с удалением ошибочных элементов через S_s . Таким образом,

$$S_{A_j} = \sum_{i=0}^{n-1} v^e(x^i) \alpha^j > \sum_{\delta=1}^{n-k} v^e(x^\delta) \alpha^\delta = S_{S_j}, \quad (1)$$

Где $j = 1, \dots, n - k$.

Параметр δ ассоциируется с позициями в кодовом векторе v_e , которые остались нестертыми.

В процессе работы декодера, вероятность повторных циклов данных $\dots + \lambda_i - \lambda_{i+1} + \lambda_{i+2} - \lambda_{i+3} + \lambda_{i+4} \dots$ весьма высока. Это предполагает возможность предварительного выполнения расчётов на внешнем устройстве и их последующего хранения в памяти декодера. Такой подход подтверждает, что для таких систем возможно применение процедур, аналогичных когнитивным функциям.

2. ПЕРЕСТАНОВОЧНОЕ ДЕКОДИРОВАНИЕ НА БАЗЕ КОГНИТИВНОЙ КАРТЫ

Изучая характеристики периодичности в кодах **Рида-Соломона (РС)**, становится важным подчеркнуть их применимость в обработке данных. После серии экспериментов было установлено, что периодическое изменение порядка символов, размещённых в информационных слотах, неизменно ведёт к формированию идентичной матрицы

структуры $G_{пер}^{сис}$. Если рассмотреть отсортированные на основании **мягких решений символы (МРС)**, то можно выделить две категории их индексов как менее и более достоверные. Для глубокого анализа, делим указанные индексы на группы 4 5 2 и 3 6 7 1. Анализируя компоновку первой группы, цель состоит в том, чтобы выявить начальный момент последовательности, где в группе из трёх символов будут сосредоточены индексы с наименьшими абсолютными значениями [1]. Такая селекция индексов приводит к формированию блока 1 2 6 и соответствующего ему набора символов с минимальными МРС 7 3 4 5. Процесс вычисления соответствующей матрицы $G_{пер}^{сис}$ для этого массива индексов с использованием стандартной процедуры инвертирования матрицы $Q_{3 \times 3}^{-1}$ подтвердил следующее:

$$\begin{array}{cccccc} \alpha^1 & \alpha^3 & \alpha^3 & \alpha^1 & 1 & \\ \alpha^5 & \alpha^5 & \alpha^4 & \alpha^4 & 2 & \\ \alpha^2 & \alpha^6 & \alpha^2 & \alpha^6 & 6 & \\ 7 & 3 & 4 & 5 & & \end{array}$$

Рис. 1. Матрица $Q_{3 \times 3}^{-1}$ с особым порядком размещения индексов.

Аналогично, эквивалентные выводы можно сформировать для цепочек 4 5 2 и 3 6 7 1, рассматриваемых как циклические расширения последовательностей нумераторов типа 1 2 6 и 3 6 7 1. Эти последовательности могут быть выведены с применением оператора **быстрого матричного преобразования (БМП)** на базе соответствующей базовой матрицы [5ошибки], которая демонстрируется далее.

$$\begin{array}{ccccccccc} \alpha^6 & \alpha^2 & \alpha^6 & \alpha^2 & 2 & \alpha^1 & \alpha^1 & \alpha^3 & \alpha^3 & 4 & \alpha^1 & \alpha^3 & \alpha^3 & \alpha^1 & 4 \\ \alpha^1 & \alpha^1 & \alpha^3 & \alpha^3 & 4 & \alpha^4 & \alpha^5 & \alpha^5 & \alpha^4 & 5 & \alpha^5 & \alpha^5 & \alpha^4 & \alpha^4 & 5 \\ \alpha^4 & \alpha^5 & \alpha^5 & \alpha^4 & 5 & \alpha^6 & \alpha^2 & \alpha^6 & \alpha^2 & 2 & \alpha^2 & \alpha^6 & \alpha^2 & \alpha^6 & 2 \\ 1 & 3 & 6 & 7 & & 1 & 3 & 6 & 7 & & 3 & 6 & 7 & 1 & \end{array} \Rightarrow$$

Рис. 2. Циклическая перестановка порядковых номеров символов.

Экспериментальное исследование различных циклических перестановок, описанных во второй таблице, подтверждает теорию о том, что все упорядоченные циклические перестановки индексов в рамках длины кодовой последовательности однозначно соответствуют единственному шаблону базовой матрицы. Это позволяет значительно уменьшить количество шаблонных матриц, необходимых для запоминания в когнитивной карте, до n раз, учитывая все подходящие вариации перестановок для данной циклической структуры, таким образом, достигается редукция объёма занимаемой памяти когнитивной карты на единицы базовых матриц, обеспечивая тем самым самую высокую эффективность в плане снижения $(n \times k \times (n - k)!) - 1 = 143$ требований к оперативной памяти **программируемых логических интегральных схем (ПЛИС)**. Исследование определённых сочетаний номеров индексов формата 7 1 5 и 6 2 3 4 безошибочно указывает на применение стандартного оператора БМП первого типа.

$$\begin{array}{cccccc} \alpha^1 & \alpha^3 & \alpha^3 & \alpha^1 & 7 & \\ \alpha^5 & \alpha^5 & \alpha^4 & \alpha^4 & 1 & \\ \alpha^2 & \alpha^6 & \alpha^2 & \alpha^6 & 5 & \\ 6 & 2 & 3 & 4 & & \end{array}$$

Рис. 3. Оператор БМП первого типа.

Таблица 1. Ротации цифр в номерах образца 126

7345	1456	2567	3671	4712	5123	6234
126	237	341	452	563	674	715

В контексте кода (7, 3, 5), способность генерировать дополнительные четыре варианта циклов позволяет высвобождать приблизительно эквивалентный объем RAM в ПЛИС для данного кодирования.

$$\{[(n \times k! \times (n - k)!)] \times q - 5\} \times 36 = 715 \times 36 \approx 25 \text{ кбит}$$

Комплекс всех комбинаций переставляемых элементов в контексте систем циклического преобразования экспонирован в таблице 1. Это подчёркивает важность изложения всей гаммы циклических перестановок индексов для анализа изменений, происходящих с операторами блочного перемешивания данных (БПМ), и их представления в отдельном документе. Однако критично осознавать, что данные результаты не представлены в лексикографическом порядке, что делает их поиск в памяти программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) менее эффективным. Лексикографическая сортировка может быть выполнена как для индексов, отражающих набор надёжных символов, так и для обеих категорий индексов одновременно, что ускоряет преобразование операторов БПМ в нужную перестановку и определение соответствующей конечной формы оператора. Такой подход значительно улучшит эффективность поиска требуемых данных.

Таблица 2. Перечисление номеров символов, обеспечивающих надежность кодовых комбинаций Рида-Соломона, с использованием идентичных генерирующих матриц в канонической форме

$G_{\text{сис}}^1$	$G_{\text{сис}}^2$	$G_{\text{сис}}^3$	$G_{\text{сис}}^4$	$G_{\text{сис}}^5$
123 – 4567	124 – 3567	125 – 6734	126 – 7345	135 – 6724
234 – 5671	235 – 4671	236 – 7145	237 – 1456	246 – 7135
345 – 6712	346 – 5712	347 – 1256	341 – 2567	357 – 1246
456 – 7123	457 – 6123	451 – 2367	452 – 3671	461 – 2357
567 – 1234	561 – 2347	562 – 3471	563 – 4712	572 – 3461
671 – 2345	672 – 3451	673 – 4512	674 – 5123	613 – 4572
712 – 3456	713 – 4562	714 – 5623	715 – 6234	724 – 5613

В таблице 2 выделены ячейки, где начальные три значка не соответствуют стандартной форме. Эти элементы располагаются без соблюдения строгого порядка. Процесс сортировки значков по возрастанию значений и их последующее размещение в упорядоченном списке облегчит процесс поиска нужного оператора. Путём прямого

расчёта матрицы $G_{\text{пер}}^{\text{сис}}$ для заданного набора идентификаторов установлено, что БМП точно соответствует структуре проверочного сегмента генерирующей матрицы кода, что подтверждает исходное предположение, т. е., БМП эквивалентен:

$$\begin{array}{cccccc} \alpha^4 & \alpha^0 & \alpha^4 & \alpha^5 & 4 \\ \alpha^2 & \alpha^0 & \alpha^6 & \alpha^6 & 5 \\ \alpha^3 & \alpha^0 & \alpha^1 & \alpha^3 & 6 \\ 7 & 1 & 2 & 3 & \end{array}$$

Рис. 4. Оператор быстрых матричных преобразований.

Во второй колонке набора счётчиков оператор блока манипуляции и передачи данных устанавливает значение:

$$\begin{array}{cccccc} \alpha^1 & \alpha^3 & \alpha^1 & \alpha^0 & 1 \\ \alpha^6 & \alpha^2 & \alpha^6 & \alpha^0 & 2 \\ \alpha^4 & \alpha^4 & \alpha^5 & \alpha^0 & 4 \\ 3 & 5 & 6 & 7 & \end{array}$$

Рис. 5. Оператор быстрых матричных преобразований для второй серии идентификационных номеров.

В случае третьичных наборов нумераторов, оценочные меры оператора быстрых матричных преобразований определяются через различные комбинации нумераторов, следующим образом:

$$\begin{array}{cccccc} \alpha^6 & \alpha^2 & \alpha^0 & \alpha^6 & 2 \\ \alpha^5 & \alpha^4 & \alpha^0 & \alpha^5 & 3 \\ \alpha^1 & \alpha^3 & \alpha^0 & \alpha^3 & 6 \\ 7 & 1 & 4 & 5 & \end{array}$$

Рис. 6. Оператор быстрых матричных преобразований для третьей серии идентификационных номеров.

Для четвёртого столбца таблицы результаты оператора бинарной морфологической обработки были получены на более высоком уровне.

Оператором БМП для пятого столбца числителей является:

$$\begin{array}{cccccc} \alpha^3 & \alpha^1 & \alpha^0 & \alpha^1 & 1 \\ \alpha^5 & \alpha^4 & \alpha^0 & \alpha^5 & 3 \\ \alpha^6 & \alpha^6 & \alpha^0 & \alpha^2 & 5 \\ 6 & 7 & 2 & 4 & \end{array}$$

Рис. 7. Оператор быстрых матричных преобразований в рамках пятой серии идентификационных номеров.

Следовательно, для реализации 35 уникальных функций блочного маскирования в оперативной памяти программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) потребуется объем памяти, который в 7 раз меньше, чем первоначально предполагалось.

Типично, эта характеристика круговых перемещений референтных маркеров и корректируемых знаков, объединённых циклическими сдвигами, требует в n раз меньше ёмкости памяти, оказывая заметное влияние на развёртывание декодера с перестановками в программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС).

Проблема эффективной организации хранения когнитивных карт в контексте быстрого доступа к необходимым операторам БМП остаётся открытой, несмотря на подтверждённое свойство цикличности перестановок индексов. Решение этой задачи предполагает нахождение способа оптимизации процесса извлечения поведенческих операторов из памяти когнитивной карты [7].

Допустим, что процесс декодирования вызвал формирование алеаторного порядка идентификаторов, упорядоченных в соответствии со значениями математических расчётов. Применение информации из таблицы 2 рассматривается как неэффективное, поскольку это требует дополнительного времени для изучения данных в таблице для нахождения соответствующего оператора обработки изображений. Данный хаотичный промежуток времени, в течение которого декодер может либо быстро наткнуться на

необходимую последовательность, либо обнаружить её только после полного перебора, оказывается критически неэффективным в контексте вычислительных операций процессором. Чтобы преодолеть этот недочёт в структуре алгоритма декодирования, предлагается использовать специфическую методику поиска требуемого оператора обработки изображений. Эта методика содержит создание когнитивной карты, функционирующей как система указателей, где каждый маркер объединяет два разных типа информации.

Прежде всего, ярлык включает в себя строку данных, содержащую значения индексов, расположенные в порядке возрастания, что обеспечивает возможность осуществления лексикографического поиска для нахождения соответствующего продолжения алгоритма.

Таблица 3. Сопоставления индексов надёжных знаков кодовых комбинаций Рида-Соломона с гомогенными порождающими матрицами, представленными в циклической форме (матрицы и их циклические перестановки)

$G_{\text{сис}}^1$	$G_{\text{сис}}^2$	$G_{\text{сис}}^3$	$G_{\text{сис}}^4$	$G_{\text{сис}}^5$
123 – 4567 $\begin{pmatrix} \alpha^4 & \alpha^0 & \alpha^4 & \alpha^5 \\ \alpha^2 & \alpha^0 & \alpha^6 & \alpha^6 \\ \alpha^3 & \alpha^0 & \alpha^1 & \alpha^3 \end{pmatrix}$	124 – 3567 $\begin{pmatrix} \alpha^1 & \alpha^3 & \alpha^1 & \alpha^0 \\ \alpha^6 & \alpha^2 & \alpha^6 & \alpha^0 \\ \alpha^4 & \alpha^4 & \alpha^5 & \alpha^0 \end{pmatrix}$	125 – 6734 $\begin{pmatrix} \alpha^6 & \alpha^2 & \alpha^0 & \alpha^6 \\ \alpha^5 & \alpha^4 & \alpha^0 & \alpha^5 \\ \alpha^1 & \alpha^3 & \alpha^0 & \alpha^3 \end{pmatrix}$	126 – 7345 $\begin{pmatrix} \alpha^1 & \alpha^3 & \alpha^3 & \alpha^1 \\ \alpha^5 & \alpha^5 & \alpha^4 & \alpha^4 \\ \alpha^2 & \alpha^6 & \alpha^2 & \alpha^6 \end{pmatrix}$	135 – 6724 $\begin{pmatrix} \alpha^3 & \alpha^1 & \alpha^0 & \alpha^1 \\ \alpha^5 & \alpha^4 & \alpha^0 & \alpha^5 \\ \alpha^6 & \alpha^6 & \alpha^0 & \alpha^2 \end{pmatrix}$
234 – 5671	235 – 4671	236 – 7145	237 – 1456	246 – 7135
345 – 6712	346 – 5712	347 – 1256	341 – 2567	357 – 1246
456 – 7123	457 – 6123	451 – 2367	452 – 3671	461 – 2357
567 – 1234	561 – 2347	562 – 3471	563 – 4712	572 – 3461
671 – 2345	672 – 3451	673 – 4512	674 – 5123	613 – 4572
712 – 3456	713 – 4562	714 – 5623	715 – 6234	724 – 5613

Второй момент касается использования канонической формы представления счетчиков, предполагающей их возрастающий порядок. Каждая из этих фигур связана с определенной матрицей в таблице 2, а значения индекса для оператора быстрых матричных преобразований извлекаются непосредственно из второй строки метки. В таблице 3 показаны матрицы проверки четности для соответствующих кодов вместе с их циклическими перечислителями. Для эффективного поиска необходимой матрицы используется усовершенствованная версия когнитивной карты, представленная в таблице 4.

Таблица 4. Обзорная таблица меток

$G_{\text{сис}}^1$	$G_{\text{сис}}^2$	$G_{\text{сис}}^3$	$G_{\text{сис}}^4$	$G_{\text{сис}}^5$
123 – 4567 – 1 123 – 4567	124 – 3567 – 2 124 – 5673	125 – 3467 – 3 125 – 6734	126 – 3457 – 4 126 – 7345	127 – 3456 – 1 712 – 3456
134 – 2567 – 1 341 – 2567	135 – 2467 – 5 135 – 6724	136 – 2457 – 5 613 – 4572	137 – 2456 – 2 713 – 4562	145 – 2367 – 3 451 – 2367
146 – 2357 – 5 461 – 2357	147 – 2356 – 3 714 – 5623	156 – 2347 – 2 561 – 2347	157 – 2346 – 4 715 – 6234	167 – 2345 – 1 671 – 2345

234 – 1567 – 1 234 – 5671	235 – 1467 – 2 235 – 6714	236 – 1457 – 3 236 – 7145	237 – 1456 – 4 237 – 1456	245 – 1367 – 4 452 – 3671
246 – 1357 – 5 246 – 7135	247 – 1356 – 5 724 – 5613	256 – 1347 – 3 562 – 3471	257 – 1346 – 5 572 – 3461	267 – 1345 – 2 672 – 3451
345 – 1267 – 1 345 – 6712	346 – 1257 – 2 346 – 7125	347 – 1256 – 3 347 – 1256	356 – 1247 – 4 563 – 4712	357 – 1246 – 5 357 – 1246
367 – 1245 – 3 673 – 4512	456 – 1237 – 1 456 – 7123	457 – 1236 – 2 457 – 1236	467 – 1235 – 4 674 – 5123	567 – 1234 – 1 567 – 1234

Для успешной реализации заданного алгоритма необходимо сначала выбрать случайный набор значений для нумераторов и стандартизировать эти значения, доводя их до канонической формы. После этого задача состоит в определении соответствующего тега в когнитивной карте декодера, исходя из которого, используя данные второй строки этого тега, нужно найти канонически выраженный образ БМП. Следующий этап заключается в замене в этом блоке идентификаторов строк и столбцов в соответствии с заданными значениями, а также в реализации перестановок строк и столбцов в соответствии с исходными нумераторами, что приведёт к созданию искомой матрицы $G_{пер}^{сис}$.

Структура управляющего механизма, задействованная для выполнения методов ускоренных матричных операций с использованием программируемых логических интегральных схем (ПЛИС), детально изложена на иллюстрациях под номерами 36 и 37.

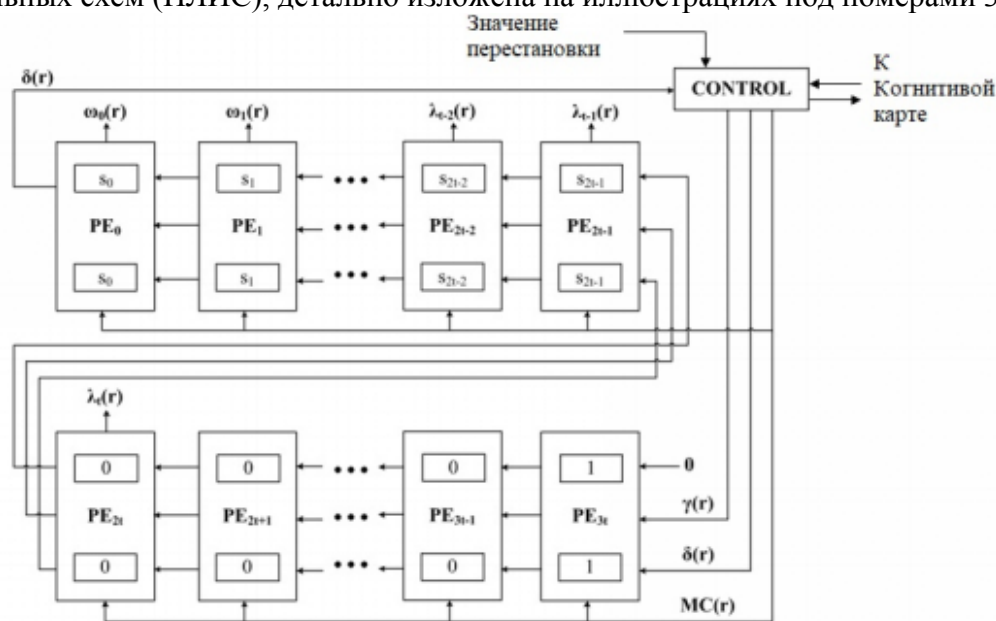


Рис. 8. Структурная схема аппарата, функционирующего на основе метода ускоренной обработки матриц.

В свободном пространстве устройства, среди нижележащих регистров, формируется карта предстоящей переработанной матрицы, отличительной от преобразования строк, куда по заданному порядку перестановок вносятся верифицированные символы из основной матрицы.

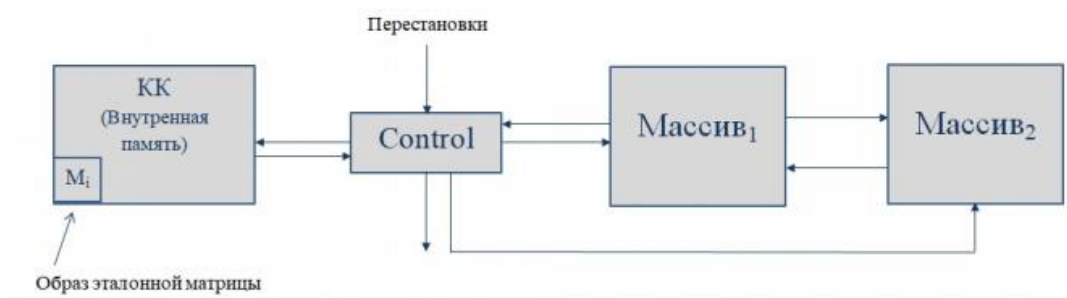


Рис. 9. Методика реализации с использованием ПЛИС.

Таблица 6. Способность реализации когнитивной карты декодера в контексте внутренней памяти программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) «Альтера»

Коды	1 комплект (глобал) всех возможных матриц	2 БМП (Боевая Машина Пехоты) – система эталонных матриц	3 системы (Центральная система) характеризуются периодическими параметрами эталонных массивов.
РС (7, 3, 5) полигон	$V_{kk} \ll 1\%$ $(9 \cdot 10^{-4})$ Мбайт	$V_{kk} \ll 1\%$ $(1,5 \cdot 10^{-4})$ Мбайт	$V_{kk} \ll 1\%$ $(2,1 \cdot 10^{-5})$ Мбайт
РС (15, 11, 5)	5715950 %	1,5 %	0,1 %
РС (15, 7, 9)	43300 %	8,6 %	0,5 %
РС (255, 251, 5) РС (40, 36, 5)	Очень большой объем	625 %	15 %

В таблице 6 представлены результаты реализации на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) фирмы «Альтера» для разных типов матриц.

Таким образом контроль над декодером осуществляется через двухэтапный цикл. Это организационное решение позволяет адаптироваться к изменению кодовых параметров. Блок CONTROL отвечает за динамическую настройку схемы, меняя конфигурацию в соответствии с изменениями, через переключение в шифт-регистрах. Следовательно, ключевые характеристики системы, включая задержки, аппаратные ресурсы и производительность, будут адаптироваться к требованиям наиболее требовательного кода.

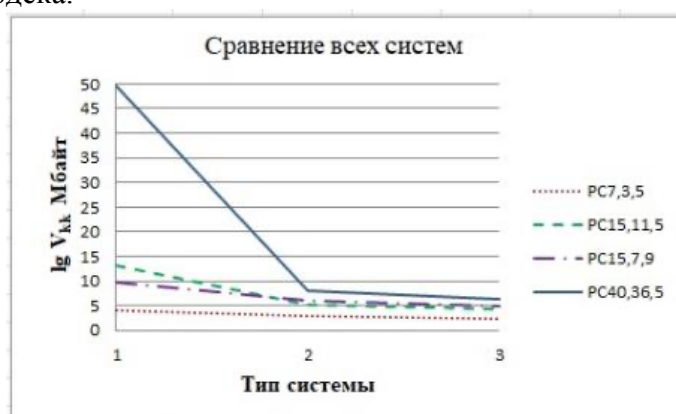


Рис. 10. Анализ сходств и различий трёх систем.

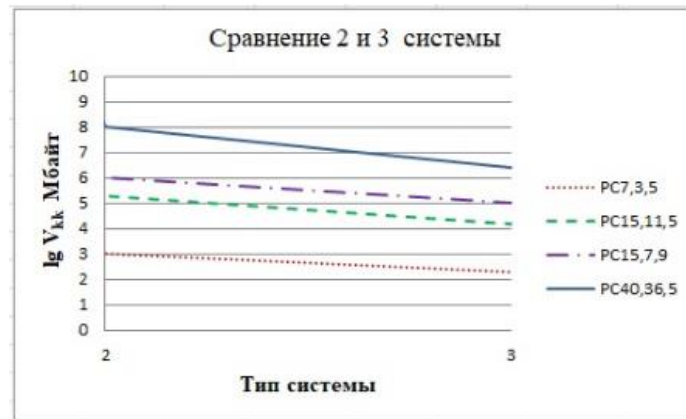


Рис. 11. Контраст между двумя архитектурами.

Успех в логарифмической шкале для разнообразных кодов Рида-Соломона демонстрируется на иллюстрациях 10 и 11.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Когерентные технологии связи эффективно применяют разнообразные многоуровневые схемы модуляции, что позволяет существенно повысить скорость передачи данных за счёт увеличения спектральной эффективности модуляционного формата. В настоящее время разработаны когерентные системы, поддерживающие передачу на скорости до 12 Гбод/с, что является значительным прогрессом в направлении развития продуктивных когерентных коммуникационных систем. Интеграция цифровой обработки сигналов с когерентным обнаружением раскрывает перед исследователями новые горизонты, недостижимые без анализа фазовой составляющей электрического поля оптического сигнала. Учёные, занимающиеся когерентными технологиями, оптимистично смотрят в будущее, предвещая скорый период инноваций в области когерентной оптической связи, что способствовало бы радикальному усовершенствованию существующих оптических сетей. Практическая реализация помехоустойчивого кодирования ранее сталкивалась с проблемами высоких затрат и сложностей в разработке необходимых компонентов. Однако, благодаря достижениям в области робототехники, это направление получает новый толчок к развитию, что крайне важно для систем, включающих в себя управляющие и исполнительные устройства, требуя для своего усовершенствования разработки новых подходов в анализе и механизмах управления для повышения их технических возможностей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ганин Д. В. Адаптивная обработка данных в системе мягкого декодирования. // Вестник НГИЭИ – 2016 – № 10(65) – С. 15-22.
2. Васильев К. К. Методы обработки сигналов. Ульяновск : УлГТУ, 2001. – 78 с.
3. Гладких А. А., Наместников С. М., Пчелин Н. А. Эффективное перестановочное декодирование двоичных блочных избыточных кодов // автоматизация процессов управления. – 2017. – №1 (47). – С. 67-74.
4. Пчелин Н. А. Оптимизация классического алгоритма перестановочного декодирования // Тр. 20-й Междунар. Конф. «Цифровая обработка сигналов и её применение» DSPA – 2018. – М., 2018. – С. 334-337.
5. Ал Тамими, Т.Ф.Х. Система быстрых матричных преобразований в процедуре перестановочного декодирования недвоичных избыточных кодов / Ал Тамими Т.Ф.Х.

// Доклады 20-й Международной конференции РНТОРЭС имени А. С. Попова «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2018». – Москва, 2018. – С. 164–169.

6. Мак-Вильямс, Ф. Дж. Теория кодов, исправляющих ошибки. М.: Связь, 1979. – 354 с.
7. Толстяков, В. С. Обнаружение и исправление ошибок в дискретных устройствах. М.: Советское радио, 1972. – 288 с.

REFERENCES

1. Ganin, D. V. Adaptive data processing in a soft decoding system. // Bulletin of NGIEI - 2016 – No. 10 (65) – P. 15-22.
2. Vasiliev, K. K. Methods of signal processing. Ulyanovsk: UISTU, 2001. – 78 p.
3. Gladkikh A. A., Namestnikov S. M., Pchelin N. A. Efficient permutation decoding of binary block redundant codes // automation of control processes. – 2017. – No. 1 (47). – P. 67-74.
4. Pchelin, N. A. Optimization of the classical permutation decoding algorithm // Proc. 20th Int. Conf. «Digital Signal Processing and Its Application» DSPA – 2018. – M., 2018. – P. 334-337.
5. Al Tamimi, T.F.H. Fast Matrix Transformation System in Permutation Decoding of Non-Binary Redundancy Codes / Al Tamimi T.F.Kh. // Proceedings of the 20th International Conference of the Russian National Research Nuclear Power Plant named after A.S. Popov «Digital Signal Processing and Its Application - DSPA-2018». - Moscow, 2018. - P. 164-169.
6. McWilliams, F.J. Theory of Error-Correcting Codes. Moscow: Svyaz, 1979. – 354 p.
7. Tolstyakov, V.S. Detection and Correction of Errors in Discrete Devices. Moscow: Sovetskoe Radio, 1972. – 288 p.

ИНФОРМИРОВАННОЕ МАШИННОЕ ОБУЧЕНИЕ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ДИКТОРОВ В МУЛЬТИЯЗЫЧНОМ ДОМЕНЕ

Н. П. Колмаков¹, А. Н. Голубинский¹

¹ ФГБУН «Институт проблем передачи информации им. А. А. Харкевича Российской Академии Наук» (ИППИ РАН), Москва, Россия

Аннотация. В работе представлены результаты исследования методов распознавания дикторов в мультиязычном домене при использовании информированного машинного обучения. Актуальность исследования обусловлена отсутствием научных работ, затрагивающих рассматриваемую тематику. Поскольку, большинство публикаций занимаются исследованием одного языкового домена. Разработанные методы направлены на улучшение точности распознавания дикторов без дополнительного обучения нейросетевой модели на целевой языковой домен.

Ключевые слова: распознавание дикторов; мультиязычный домен; биометрия, информативное машинное обучение.

INFORMED NEURAL NETWORK FOR SPEAKER RECOGNITION IN MULTIDOMAIN

N. P. Kolmakov¹, A. N. Golubinskiy¹

¹ Institute for Information Transmission Problems of the Russian Academy of Sciences (Kharkevich Institute), Moscow, Russia

Abstract. The paper presents the results of a study of speaker recognition methods in a multilingual domain using informed machine learning. The relevance of the research is due to the lack of scientific papers covering the subject under consideration. Because most of the publications deal with the study of a single language domain. The developed methods are aimed at improving the accuracy of speaker recognition without additional training of the neural network model on the target language domain.

Keywords: speaker recognition; multilingual domain; biometric, informed neural network.

1. ВВЕДЕНИЕ

Решению проблемы распознавания дикторов посвящено значительное количество исследовательских и научных работ. В большинстве публикаций объектом исследования является один языковой домен – английский. Английский язык относится к семейству индоевропейских языков, в который входит множество европейских языков, в том числе русский. Таким образом, существуют определённые признаки речевого сигнала, позволяющие успешно совершать распознавание дикторов в одном языковом семействе. Одним из явных подтверждений является наличие омофонов – таких слов, которые одинаковы по лингвистическому смыслу и схожи по фонетическим признакам.

Используемая в большей части работ вторичная параметризация сигнала – блок фильтров [1], который разрабатывался для распознавания речи, т.е. содержит ограниченный по уникальности наборы признаков, которые могут применяться в работе с омофонами.

2. ФОРМИРОВАНИЕ НАБОРА ДАННЫХ

Для проведения исследования был сформирован собственный текстозависимый набор данных, состоящий из восьмидесяти записей с параметрами: частота дискретизации 16 кГц, разрядность 16 бит. При его формировании дикторы записали десять омофонов на русском и английском языках. Для работы использовались слова: аэропорт / airport, банк / bank, клуб / club, доктор / doctor, госпиталь / hospital, отель / hotel, музей / museum, опера / opera, софа / sofa, такси / taxi. Выбранные слова отображают различное сочетание по длительности и расположению вокализованных сегментов.

3. МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

В рамках работы проведена оценка двух нейросетевых моделей WavLM [2], SAM++ [3]. Сети обучались на больших наборах данных для решения задачи распознавания дикторов на одном языковом домене – английский. Работа с внутренними представлениями сетей происходит двумя способами.

В первом способе, рисунок 1, омофоны подаются на нейронную сеть без изменений. На вход нейронным сетям подаются вторичные признаки. Выходом нейронных сетей является одномерный тензор 512. Модели работают со статистически полными данными, т.е. содержатся все типы звуков. На данном этапе используется методика оценки схожести дикторов, представленная соответствующим разработчиком исследуемого метода. Дальше данная реализация обозначается как способ «без изменений». Оценка схожести дикторов происходит по косинусному расстоянию:

$$\cos(\alpha) = \frac{(\vec{a}, \vec{b})}{|\vec{a}| \times |\vec{b}|}, \quad (1)$$

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

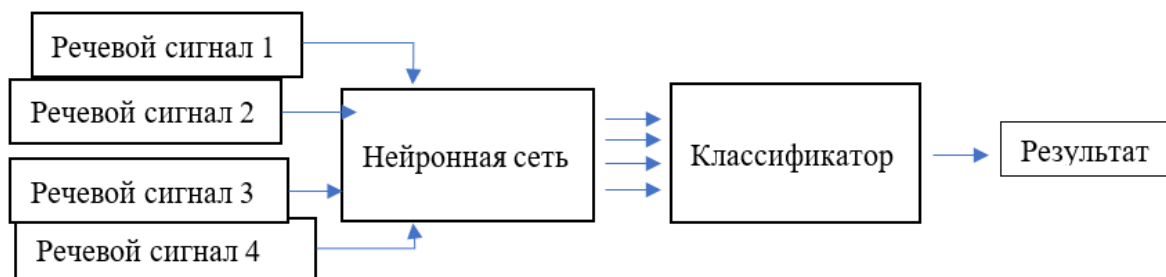


Рис. 1. Первый способ проведения распознавания дикторов.

Во втором способе, рисунок 2, применяется методика информированного машинного обучения путём добавления трека частоты основного тона к: в первом варианте – полному речевому сигналу без изменений, и во втором варианте – вокализованному речевому сегменту (ВРС), из которого извлекаются глубокие признаки с помощью нейронных сетей. После объединения признаков с помощью операции конкатенации, признак проходит, через линейный слой. Количество входных и на выходных параметров линейного слоя равняется 522, что соответствует 512 признакам, полученным с нейросетевого блока и конкатенированные 10 признаков частоты основного тона (ЧОТ). Выход со слоя подаётся в алгоритмы бустинга для обучения мультиклассового классификатора. На этапе обучения ансамблей обрабатывается информация речевых сигналов от всех дикторов.

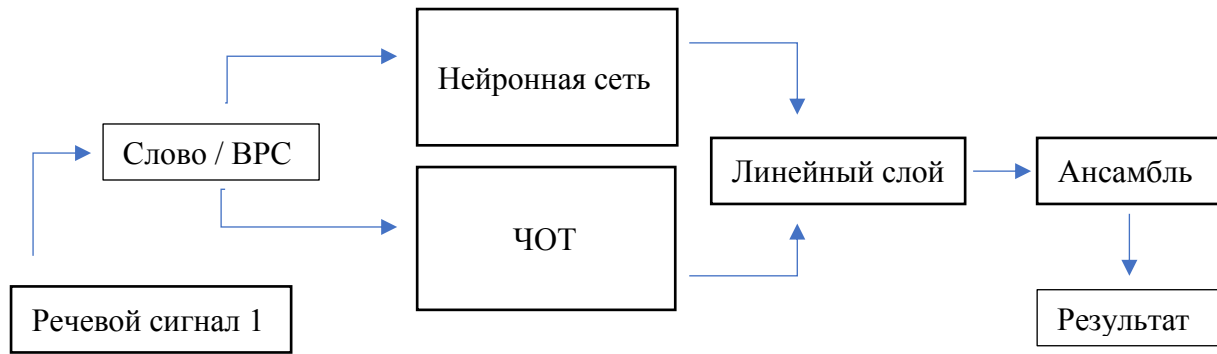


Рис. 2. Второй способ проведения распознавания дикторов с помощью, информированного машинного обучения.

Полученные внутренние пространства подаются на вход для обучения методов ассемблирования на задачу мультиклассовой классификации, применяются такие библиотеки как CatBoost [4], XGBoost [5] и LightGBM [6]. На вход подаётся вторичный признак, полученный одним из двух способов (одного из двух вариантов, если способ 2), и ЧОТ. Результатом работы моделей является соответствующая диктору метка класса. Обучение ансамблей происходит по восьми словам, валидация по двум: аэропорт / airport и клуб / club.

Анализ результатов происходит по оценке метрики ассигасу, по причине сбалансированности используемого набора данных. Математическое представление выглядит следующим образом:

$$Accuracy = \frac{TP+TN}{TP+FP+TN+FN}, \quad (2)$$

где FP – ложно принятые записи; TN – верно отвергнутые записи; FN – ложно отвергнутые записи; TP – верно принятые записи.

4. ИЗВЛЕЧЕНИЕ ТРЕКА ОСНОВНОГО ТОНА

Детектирование вокализованных сегментов происходит с помощью комбинации алгоритмов [7, 8].

$$A(l) = \frac{(\sum_{n=0}^N s(n) \times s(n-l))^2}{(\sum_{n=0}^N s^2(n)) \times (\sum_{n=0}^N s^2(n-l))}, \quad (3)$$

где l – принимает значения минимума или максимума ЧОТ для $\sum_{n=0}^N s(n) \times s(n-l) \geq 0$. При анализе кадра используется порог равный 0,3. Если энергия в кадре менее -50 дБ, то он считается шумовым [8].

Методы базируется на анализе трека основного тона, который характеризует квазипериодические составляющие речевого сигнала на вокализованных сегментах речевого сигнала. При его оценке используется метод максимального правдоподобия [9]. Математическое представление, которого представлено следующим образом:

$$\xi(t) = u(t, f_0) + n(t), \quad (4)$$

где $n(t)$ полигармоническая модель, описывающая белый гауссовский шум; $u(t, f_0)$ – детерминированный сигнал, представленный полигармонической моделью:

$$u(t, f_0) = \sum_{i=1}^L U_i \cos(w_0 \times lt + \phi_i), t \in [0, \tau_i], \quad (5)$$

где $w_0 = 2\pi f_0$ – несущая частота основного тона при отсутствии естественных вариаций; $\tau_{\text{и}}$ – длительность импульса; U_l – амплитуда l -й гармоники; ϕ_l – начальная фаза l -й гармоники.

Поскольку шумовая компонента $n(t)$ из (4) моделируется с нулевым средним и функцией корреляции вида:

$$R(t_1, t_2) = \frac{N_0}{2} \delta(t_1 - t_2), \quad (6)$$

где N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности; $\delta(\cdot)$ – δ -функция Дирака.

Модель сигнала (5) можно преобразовать к виду:

$$u(t, f_0) = \sum_{l=1}^L \{x_l \cos(w_0 \times lt) + y_l \sin(w_0 \times lt)\}, \quad (7)$$

где $x = U_l \cos(\theta_l)$; $y_l = U_l \sin(\theta_l)$; $\theta_l = -\phi_l$.

При осуществлении операции максимизации логарифма функционала отношения правдоподобия (ЛФОР) – $M(f)$. По неизвестным и несущественным параметрам x_i и y_i , можно преобразовать ЛФОР следующим образом:

$$M(f) = \frac{N_0}{2T} [\sum_{l=1}^L X_l^2(f) + \sum_{l=1}^L Y_l^2(f)], \quad (8)$$

где $X_l(f) = \frac{2}{N_0} \int_0^T \xi(t, f_0) \times \cos(w_0 \times lt) dt$ – синфазная компонента сигнала; $Y_l(f) = \frac{2}{N_0} \int_0^T \xi(t, f_0) \times \sin(w_0 \times lt) dt$ – квадратурная компонента сигнала.

Тогда оценка максимального правдоподобия параметра f вычисляется следующим образом:

$$\hat{f}_0 = \text{argsup}(M(f)). \quad (9)$$

На рисунке 3 представлена наглядная визуализация работы алгоритма детектирования, отображая границы вокализованных сегментов речи.

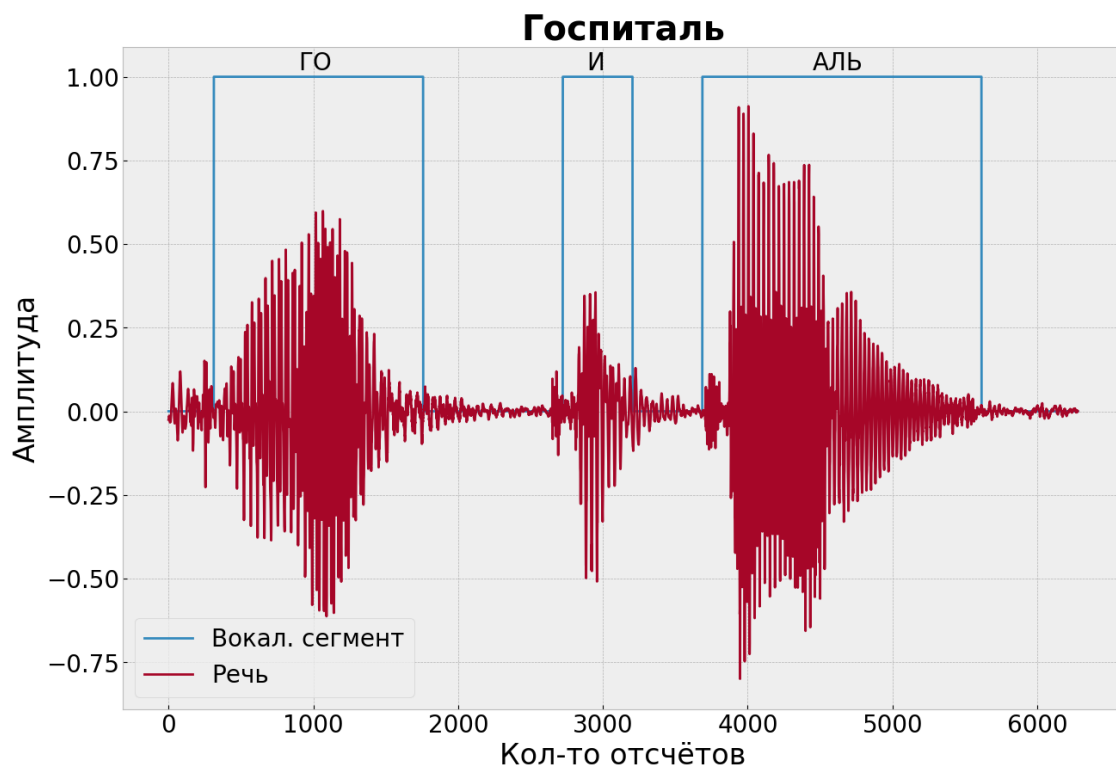


Рис. 3. Детекция вокализованных сегментов.

Из рисунка 3 видно, что невокализованные сегменты «с», «п» и «т» успешно отсечены, и указаны границы, которые содержат необходимую информацию о вокализованных сегментах.

На рисунке 4 представлен результат работы алгоритма, анализирующего трек основного тона, на русском произношении слова «госпиталь». Алгоритм работает с окном без перекрытия со следующими параметрами: размер 60 мс, шаг 60 мс.

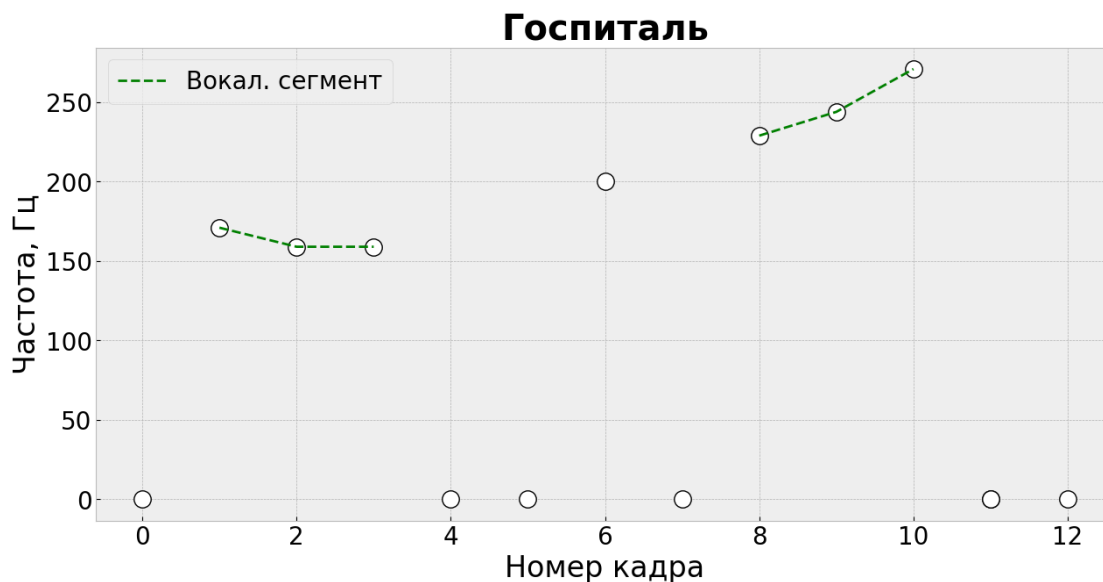


Рис. 4. Трек частоты основного тона.

5. WavLM

WavLM – языковая модель, содержит сто миллионов параметров. Публично доступные веса сети обучены для решения нескольких задач: распознавание дикторов, диаризация дикторов и распознавание речи. Libri-Light [11], GigaSpeech [12], VoxPopuli [13]. Модель принимает на вход вторичную параметризацию речевого сигнала – блок фильтров с размером окна 25 мс и шагом 10 мс.

Для первого способа исследования значение решающего порога равняется 0,86 [2]. Полученные результаты верификации при использовании различных методов представлены в таблице 1.

6. CAM++

CAM++ (Context Aware Masking) – свёрточная нейронная сеть, содержит 7,2 миллиона параметров. Публично доступная версия модели обучена на англоязычном наборе данных VoxCeleb2 [14]. Для работы с нейронная сеть используется вторичная параметризация блок фильтров с характеристиками окна: размер 25 мс, шаг 10 мс. Модель обучена для работы с аудиофайлами частотой дискретизации 16 кГц, разрядностью 16 бит.

Для первого способа, принятие решения о принадлежности аудиофрагмента к одному и тому же диктору осуществляется в случае, если косинусное расстояние между омофонами больше или равно значению порога: 0,381 [3]. Полученные результаты верификации при использовании различных методов представлены в таблице 1.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В таблице 1 приведены значения ассурасы рассчитанные по формуле 1.

Таблица 1. Сравнение точности распознавания при использовании разных представлений сигнала.

Модели	Представление речевого сигнала						
	Без изменений (способ 1)	Catboost (способ 2)		XGBoost (способ 2)		LightGBM (способ 2)	
		Слово + Трек тона (вар. 1)	ВРС + Трек тона (вар. 2)	Слово + Трек тона (вар. 1)	ВРС + Трек тона (вар. 2)	Слово + Трек тона (вар. 1)	ВРС + Трек тона (вар. 2)
WavLM	0,625	0,8125	0,75	0,8125	0,75	0,75	0,6875
CAM++	0,563	0,875	0,75	0,9375	0,6875	0,9375	0,6875

По результатам таблицы 1, видно, что использование информативного машинного обучения позволило увеличить точность распознавания в мультиязычной домене без дообучения нейросетевых моделей на целевой язык. Точность распознавания при использовании вокализованных сегментов незначительно хуже, чем при использовании полного слова, что обусловлено неабсолютной устойчивостью алгоритма оценки границ вокализованных сегментов. Одним из следующих этапов исследования является улучшение методов выделения вокализованных сегментов речевого сигнала. Полученные результаты свидетельствуют о перспективности предлагаемого метода по применению информированного машинного обучения и извлечению вокализованных сегментов речи в области мультиязычного распознавания дикторов. На следующем этапе исследования будут проанализированы модели на базе различных архитектур искусственных нейронных сетей при непосредственной интеграции условий, ограничений и существенных параметров речевых процессов в алгоритмы построения и обучения нейросетевых моделей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Crochiere R.E., Rabiner L.R. Multirate digital signal processing // Signal Processing. 1983. Vol. 5, № 5. P. 469–470.
2. 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.
3. Wang H. et al. CAM++: A Fast and Efficient Network for Speaker Verification Using Context-Aware Masking: arXiv:2303.00332. arXiv, 2023.
4. CatBoost - open-source gradient boosting library. <https://catboost.ai>. 30.03.2025.
5. Get Started with XGBoost — xgboost 3.0.0 documentation https://xgboost.readthedocs.io/en/stable/get_started.html. 29.03.2025.
6. Welcome to LightGBM's documentation! — LightGBM 4.6.0.99 documentation. <https://lightgbm.readthedocs.io/en/latest/index.html>. 29.03.2025.
7. McCree A., Barnwell T. Mixed excitamton lpc vocoder model lpc synthesis filter 243 synthesized speech-periodic pulse train-1 periodic position jitter pulse 4. 2004.
8. Бабкин В.В. LPC вокодер 1000-1200 бит/с. 2001.

9. Голубинский А.Н., Асташов Р.А. Анализ потенциальной точности оценки частоты основного тона речевого сигнала оптимальным методом // Теория и техника радиосвязи. 2017. № 1. С. 87–93.
10. Голубинский А.Н. Математические модели речевых сигналов для верификации и идентификации личности по голосу: монография. 2010.
11. facebookresearch/libri-light: dataset for lightly supervised training using the librivox audio book recordings. <https://librivox.org> <https://github.com/facebookresearch/libri-light> 02.02.2025.
12. Chen G. et al. GigaSpeech: An Evolving, Multi-Domain ASR Corpus with 10,000 Hours of Transcribed Audio // Interspeech 2021. ISCA, 2021. P. 3670–3674.
13. Wang C. et al. VoxPopuli: A Large-Scale Multilingual Speech Corpus for Representation Learning, Semi-Supervised Learning and Interpretation: arXiv:2101.00390. arXiv, 2021.
14. Chung J.S., Nagrani A., Zisserman A. VoxCeleb2: Deep Speaker Recognition // Interspeech 2018. 2018. P. 1086–1090.

REFERENCES

1. Crochiere R.E., Rabiner L.R. Multirate digital signal processing // Signal Processing. 1983. Vol. 5, № 5. P. 469–470.
2. 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.
3. Wang H. et al. CAM++: A Fast and Efficient Network for Speaker Verification Using Context-Aware Masking: arXiv:2303.00332. arXiv, 2023.
4. CatBoost - open-source gradient boosting library. <https://catboost.ai>. 30.03.2025.
5. Get Started with XGBoost — xgboost 3.0.0 documentation. URL: https://xgboost.readthedocs.io/en/stable/get_started.html. 29.03.2025.
6. Welcome to LightGBM's documentation! — LightGBM 4.6.0.99 documentation: <https://lightgbm.readthedocs.io/en/latest/index.html>. 29.03.2025.
7. McCree A., Barnwell T. Mixed excitamton lpc vocoder model lpc synthesis filter 243 synthesized speech-periodic pulse train-1 periodic position jitter pulse 4. 2004.
8. Babkin V.V. LPC vocoder 1000–1200 bit/s. 2001.
9. Golubinsky A.N., Astashov R.A. Analysis of the potential accuracy of fundamental frequency estimation of a speech signal using an optimal method // Theory and Technique of Radio Communication. 2017. No. 1. pp. 87–93.
10. Golubinsky A.N. Mathematical models of speech signals for speaker verification and identification: monograph. 2010.
11. facebookresearch/libri-light: dataset for lightly supervised training using the librivox audio book recordings. <https://librivox.org>. <https://github.com/facebookresearch/libri-light>. 02.02.2025.
12. Chen G. et al. GigaSpeech: An Evolving, Multi-Domain ASR Corpus with 10,000 Hours of Transcribed Audio // Interspeech 2021. ISCA, 2021. P. 3670–3674.
13. Wang C. et al. VoxPopuli: A Large-Scale Multilingual Speech Corpus for Representation Learning, Semi-Supervised Learning and Interpretation: arXiv:2101.00390. arXiv, 2021.
14. Chung J.S., Nagrani A., Zisserman A. VoxCeleb2: Deep Speaker Recognition // Interspeech 2018. 2018. P. 1086–1090.

ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ АЗИМУТАЛЬНОГО ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ ПОЛЯРИЗОВАННЫХ РАДИОВОЛН

О.В. Афанасьев¹, М. П. Сличенко¹, О. Н. Титова^{1,2}

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

²Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе получено обобщённое неравенство Крамера – Рао для оценки потенциальной точности азимутального пеленгования источников поляризованных сигналов многоканальным обнаружителем-пеленгатором в произвольной системе координат. Используется новое понятие матричной комплексной диаграммы направленности, элементами которой являются коэффициенты пропорциональности между ортогональными компонентами комплексной амплитуды напряженности поля радиоволны и напряжениями на номинальных нагрузках, подключенных к выходам элементов антенной решетки. Сформулированы рекомендации по использованию на практике полученного расчетного соотношения.

Ключевые слова: неравенство Крамера – Рао; пеленгование; матричная комплексная диаграмма направленности; поляризованные радиосигналы.

POTENTIAL ACCURACY OF AZIMUTH DIRECTION FINDING OF POLARIZED RADIO WAVE SOURCES

O.V. Afanasiev¹, M. P. Slichenko¹, O. N. Titova^{1,2}

¹JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russia

²Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The paper presents a generalized Cramer-Rao inequality for estimating the potential accuracy of azimuthal direction finding of polarized signal sources by a multichannel detector-direction finder in an arbitrary coordinate system. A new concept of a matrix complex directional diagram is introduced, the elements of which are the proportionality coefficients between the orthogonal components of the complex amplitude of the radio wave field strength and the voltages on the nominal loads connected to the outputs of the antenna array elements. Recommendations for using the obtained calculation relationship are formulated.

Keywords: Cramer-Rao inequality; direction finding; matrix complex radiation pattern; polarized radio signals.

1. ВВЕДЕНИЕ

Ввиду особой практической значимости для решения задач радиомониторинга теория пеленгования источников радиоизлучения постоянно развивается с учетом последних достижений в области радиотехники, антенной техники и цифровой обработки сигналов [1, 2]. Современная аппаратура многоканальной цифровой обработки сигналов за счет применения специализированных быстродействующих алгоритмов [3-5] обеспечивает возможность реализации на практике статистически оптимальных высокоточных способов пеленгования, работоспособных в условиях реальной высокочастотной электромагнитной обстановки [6, 7].

Для повышения точности и достоверности пеленгования источников поляризованных радиоволн могут применяться пеленгационные антенные системы (АС) с независимыми антенными элементами (АЭ), имеющими горизонтальную и

вертикальную линейную поляризацию (например, [8, 9]). С целью уменьшения числа антенн, минимизации массогабаритных характеристик АС и реализации одновременного приема сигналов произвольной поляризации всеми АЭ необходимо выполнять одновременный совместный учет характеристик направленности АС обнаружителя-пеленгатора (ОП) по каждой из ортогональных компонент (по горизонтальной и вертикальной компоненте) вектора напряженности электрического поля.

Для расчёта потенциальной точности пеленгования источников радиоизлучения (ИРИ) авторами получены обобщенные выражения для нижней границы неравенства Крамера – Рао [10-14], которые в отличие от [15-18] не требуют учета пространственного положения «энергетического» центра относительно центра системы координат (СК), в которой определена векторная диаграмма направленности (ВКДН) АС. Однако данное выражение получено лишь для случая линейной поляризации радиоволн, в связи с чем возникает задача совместной обработки сигналов произвольной поляризации, что позволит обеспечить возможность эффективного пеленгования источников радиоизлучений независимо от вида поляризации излучаемых ими радиоволн в рамках использования нового понятия матричной комплексной диаграммы направленности (МКДН) АС.

Целью работы является получение обобщенного неравенства Крамера – Рао для оценки потенциальной точности азимутального пеленгования источника поляризованных радиоволн на фоне аддитивного шума и помех с произвольной матрицей корреляции.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Введем в рассмотрение МКДН $\dot{\mathbf{H}}(\theta) = (\dot{\mathbf{H}}_{\perp}(\theta), \dot{\mathbf{H}}_{\square}(\theta))$, определенную в некоторой связанной с антенной решеткой (АР) СК, где $\dot{\mathbf{H}}_{\perp}(\theta)$ и $\dot{\mathbf{H}}_{\square}(\theta)$ – ВКДН горизонтальной и вертикальной составляющих АЭ соответственно, где N – число АЭ решетки.

Рассмотрим случай азимутального пеленгования источника поляризованных радиоволн с использованием АР с произвольной структурой и характеристиками направленности. Согласно методу максимального правдоподобия (МП) запишем решающую функцию пеленгования – пеленгационный рельеф [1, 2] в виде

$$M(\theta) = \text{tr}(\dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{W}} \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta) \dot{\mathbf{S}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta)), \quad (1)$$

где $\dot{\mathbf{W}} = \dot{\mathbf{V}} \dot{\mathbf{V}}^H$ – матрица (размера $N \times N$) взаимных энергий сигналов, накопленная по серии из Q временных реализаций, $q = \overline{1, Q}$, принятых последовательно во времени N -канальным пеленгатором, $\dot{\mathbf{S}}^{-1} = \dot{\mathbf{H}}(\theta)^H \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta)$. Матрицу комплексных амплитуд напряжений на выходах АЭ, измеренных по серии из Q реализаций, можно представить в виде аддитивной смеси

$$\dot{\mathbf{V}} = \dot{\mathbf{H}}(\theta_0) \dot{\mathbf{E}} + \dot{\mathbf{\Xi}}.$$

Здесь $\dot{\mathbf{E}} = (\dot{\mathbf{E}}_1, \dots, \dot{\mathbf{E}}_Q)$ матрица размером $2 \times Q$, составленная из векторов-столбцов $\dot{\mathbf{E}}_q = (\dot{E}_{\perp}^{(q)}, \dot{E}_{\square}^{(q)})^T$ комплексных амплитуд напряженности ортогональных компонент электрической составляющей электромагнитного поля радиоволны, приходящей с азимута θ_0 в q -м наблюдении; $\dot{\mathbf{\Xi}} = (\dot{\xi}_1, \dot{\xi}_2, \dots, \dot{\xi}_Q)$ – матрица шума $N \times Q$ со векторами $\dot{\xi}_q$, элементы которых представляют собой комплексные случайные величины с произвольной и одинаковой для всех измерений эрмитовой матрицей ковариации $\dot{\mathbf{K}}_q$

размером $N \times N$: $\dot{\mathbf{K}}_q = \langle \dot{\xi}_q \dot{\xi}_q^H \rangle$. В предположении независимости статистических характеристик вектора шума $\dot{\xi}_q$ от номера наблюдения q для одинаковых матриц корреляции $\dot{\mathbf{K}}_q$ введем обозначение $\dot{\mathbf{K}} = \frac{1}{Q} \dot{\mathbf{\Xi}} \dot{\mathbf{\Xi}}^H$.

Для оценки потенциальной точности пеленгования ИРИ поляризованных волн в условиях белого гаусовского, в соответствии с неравенством Крамера – Рао [19-22], необходимо найти среднее значение второй производной логарифма функции правдоподобия:

$$\sigma_\theta^2 \geq \frac{1}{\left\langle \frac{\partial^2 \Psi(\theta)}{\partial \theta^2} \right\rangle \Big|_{\theta=\theta_0}}, \quad (2)$$

где $\Psi(\theta) = -M(\theta)$, так как остальные слагаемые логарифма функции правдоподобия не зависят от θ [1, 16, 23].

3. ВЫВОД ОБОБЩЕННОГО НЕРАВЕНСТВА КРАМЕРА – РАО В СЛУЧАЕ ПЕЛЕНГОВАНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ ПРОИЗВОЛЬНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ

Введем обозначение $\dot{\mathbf{W}} = \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{W}} \dot{\mathbf{K}}^{-1}$, тогда пеленгационный рельеф (1) можно представить в виде

$$M(\theta) = \text{tr} \left(\dot{\mathbf{W}} \dot{\mathbf{H}}(\theta) \dot{\mathbf{S}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta)^H \right). \quad (3)$$

Первая производная функции (3) определяется выражением

$$\frac{\partial M(\theta)}{\partial \theta} = 2 \text{tr} \left(\text{Re} \left\{ \dot{\mathbf{W}} \left(\dot{\mathbf{A}}(\theta) - \dot{\mathbf{B}}(\theta) \right) \right\} \right),$$

где

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{A}}(\theta) &= \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta)}{\partial \theta} \dot{\mathbf{S}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta)^H, \quad \dot{\mathbf{B}}(\theta) = \dot{\mathbf{H}}(\theta) \dot{\mathbf{S}}^{-1} \frac{\partial \dot{\mathbf{S}}}{\partial \theta} \dot{\mathbf{S}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta)^H, \\ \frac{\partial \dot{\mathbf{S}}}{\partial \theta} &= \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta)}{\partial \theta} \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta) + \dot{\mathbf{H}}(\theta)^H \dot{\mathbf{K}}^{-1} \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta)}{\partial \theta}. \end{aligned}$$

Для второй производной можем записать

$$\frac{\partial^2 M(\theta)}{\partial \theta^2} = 2 \text{tr} \left(\text{Re} \left\{ \dot{\mathbf{W}} \left(\frac{\partial \dot{\mathbf{A}}(\theta)}{\partial \theta} - \frac{\partial \dot{\mathbf{B}}(\theta)}{\partial \theta} \right) \right\} \right), \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} \frac{\partial \dot{\mathbf{A}}(\theta)}{\partial \theta} &= \frac{\partial^2 \dot{\mathbf{H}}(\theta)}{\partial \theta^2} \dot{\mathbf{S}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)^H - \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta)}{\partial \theta} \dot{\mathbf{S}}^{-1} \frac{\partial \dot{\mathbf{S}}}{\partial \theta} \dot{\mathbf{S}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta)^H + \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta)}{\partial \theta} \dot{\mathbf{S}}^{-1} \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta)^H}{\partial \theta}, \\ \frac{\partial \dot{\mathbf{B}}(\theta)}{\partial \theta} &= \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta)}{\partial \theta} \dot{\mathbf{G}} \dot{\mathbf{H}}(\theta)^H + \dot{\mathbf{H}}(\theta) \frac{\partial \dot{\mathbf{G}}}{\partial \theta} \dot{\mathbf{H}}(\theta)^H + \dot{\mathbf{H}}(\theta) \dot{\mathbf{G}} \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta)^H}{\partial \theta}, \\ \dot{\mathbf{G}} &= \dot{\mathbf{S}}^{-1} \dot{\mathbf{A}}(\theta) \dot{\mathbf{S}}^{-1}, \\ \frac{\partial \dot{\mathbf{G}}}{\partial \theta} &= -\dot{\mathbf{S}}^{-1} \frac{\partial \dot{\mathbf{S}}}{\partial \theta} \dot{\mathbf{G}} + \dot{\mathbf{S}}^{-1} \frac{\partial \dot{\mathbf{A}}(\theta)}{\partial \theta} \dot{\mathbf{S}}^{-1} - \dot{\mathbf{G}} \frac{\partial \dot{\mathbf{S}}}{\partial \theta} \dot{\mathbf{S}}^{-1}. \end{aligned}$$

В предположении, что аддитивный шум имеет нулевое среднее, справедливо равенство

$$\langle \dot{\mathbf{W}} \rangle = \langle \dot{\mathbf{V}} \dot{\mathbf{V}}^H \rangle = \left\langle \left[\dot{\mathbf{H}}(\theta) \dot{\mathbf{E}} + \dot{\mathbf{\Xi}} \right] \left[\dot{\mathbf{H}}(\theta) \dot{\mathbf{E}} + \dot{\mathbf{\Xi}} \right]^H \right\rangle = \dot{\mathbf{H}}(\theta) \dot{\mathbf{E}} \dot{\mathbf{E}}^H \dot{\mathbf{H}}(\theta)^H + \dot{\mathbf{K}}. \quad (5)$$

Выполняя необходимые математические преобразования с учетом (5), в результате получим выражение для среднего значения второй производной функции (4),

$$\left\langle \frac{\partial^2 M(\theta)}{\partial \theta^2} \right\rangle = 2 \text{tr} \left(\dot{\mathbf{E}} \dot{\mathbf{E}}^H \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta)^H}{\partial \theta} \left(\dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta) \dot{\mathbf{S}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta)^H \dot{\mathbf{K}}^{-1} - \dot{\mathbf{K}}^{-1} \right) \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta)}{\partial \theta} \right).$$

Тогда выражение для нижней границы неравенства Крамера – Рао (2) для оценки потенциальной точности пеленгования источников поляризованных радиосигналов можем записать в виде

$$\sigma_\theta^2 = \frac{1}{2 \text{tr} \left(\dot{\mathbf{E}} \dot{\mathbf{E}}^H \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)^H}{\partial \theta} \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{\Pi}}_\perp \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}{\partial \theta} \right)}, \quad (6)$$

где $\hat{\mathbf{\Pi}}_\perp = \mathbf{I} - \hat{\mathbf{\Pi}}$ – ортогональный проектор, $\hat{\mathbf{\Pi}} = \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}} \dot{\mathbf{H}}(\theta) \dot{\mathbf{S}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta)^H \dot{\mathbf{K}}^{-\frac{1}{2}}$.

В случае пеленгования источников поляризованных радиоволн в условиях белого гауссовского шума диагональную матрицу ковариации шума можем записать как $\dot{\mathbf{K}} = \sigma^2 \mathbf{I}$. Тогда для $Q = 1$ выражение для расчета дисперсии пеленга примет следующий вид:

$$\sigma_\theta^2 = \frac{1}{2 \mu \text{tr} \left(\frac{\dot{\mathbf{E}} \dot{\mathbf{E}}^H}{\text{tr}(\dot{\mathbf{E}} \dot{\mathbf{E}}^H)} \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)^H}{\partial \theta} \hat{\mathbf{\Pi}}_\perp \frac{\partial \dot{\mathbf{H}}(\theta, \beta)}{\partial \theta} \right)}, \quad (7)$$

где $\hat{\mathbf{\Pi}}_\perp = \mathbf{I} - \dot{\mathbf{H}}(\theta) \dot{\mathbf{S}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\theta)^H$, $\mu = \frac{\text{tr}(\dot{\mathbf{E}} \dot{\mathbf{E}}^H)}{\sigma^2} = \frac{|\dot{E}_\perp^{(q)}|^2 + |\dot{E}_\square^{(q)}|^2}{\sigma^2} = \frac{|\dot{E}|^2}{\sigma^2}$ – ОСШ в одном канале ОП при эффективной действующей длине антенны, равной 1 м.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе получено обобщенное выражение для нижней границы неравенства Крамера – Рао, позволяющее оценить потенциальную точность пеленгования источников радиоволн с произвольной поляризацией многоканальным ОП с произвольными характеристиками направленности АС. Введено новое понятие МКДН, определенной в связанной с АС СК, элементами которой являются коэффициенты пропорциональности между ортогональными компонентами комплексной амплитуды напряженности поля радиоволны и напряжениями на номинальных нагрузках, подключенных к выходам элементов АС.

Полученное выражение может быть использовано в качестве основного расчетного соотношения при анализе потенциально достижимых показателей эффективности (точности и разрешающей способности) пеленгования источников радиоволн произвольной поляризации в зависимости от структуры и характеристик АС пеленгатора, числа антенн и характеристик радиоприемного тракта.

Анализ полученного выражения и результаты расчетов для различных структур АС ОП будут представлены в последующих публикациях авторов по данной тематике.

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. Артемов М.Л., Сличенко М.П. Современный подход к развитию методов пеленгования радиоволн источников радиоизлучения // Антенны, 2018, № 5 (249). – С.31-37.
3. Сличенко М.П. Представление многомерных периодических функций в виде конечной взвешенной суммы отсчетных значений // Радиотехника и электроника, 2014, Т. 59, № 10. – С. 1042.
4. Дмитриев И.С., Сличенко М.П. Особенности интерполяции 2π -периодических функций с финитным спектром Фурье на основе теоремы отсчетов // Журнал радиоэлектроники, 2014, № 1.
5. Дмитриев И.С., Сличенко М.П. Представление периодических функций с финитным спектром Фурье в виде модифицированного ряда Котельникова // Радиотехника и электроника, 2015, Т. 60, № 5. – С. 529.
6. 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.
7. Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Сличенко М.П. Методы статистической радиотехники в современном решении задач радиомониторинга // Антенны, 2016, № 6 (226). – С. 55-62.
8. Богдановский С.В., Ледовская К.Г., Севидов В.В., Симонов А.Н. Способ поляризационного пеленгования радиосигналов с использованием триортогональной антенной системы. RU 2702102 С1, заяв. 15.10.2018, опубл. 04.10.2019.
9. Денисов В.П., Крутиков М.В., Лебедев В.Ю., Скородумов М.П. Совместная обработка ортогонально поляризованных сигналов в фазовых пеленгаторах систем радиомониторинга // Доклады ТУСУРа, 2009, № 2 (20). – С. 16-20.
10. 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.
11. Сличенко М.П., Завалишина О.Н. Обобщенная оценка потенциальной точности пеленгования источников радиоизлучения многоканальным обнаружителем-пеленгатором в условиях сложной электромагнитной обстановки // Сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2023, Т.1. – С. 192-199.
12. 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.
13. Сличенко М.П., Завалишина О.Н. Обобщённое неравенство Крамера - Рао в случае совместного пеленгования по азимуту и углу места в условиях сложной электромагнитной обстановки // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал], 2024. №3.
14. 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. – P. 182-185.
15. 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.
16. 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.
17. 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 (192). – С. 18-29.
 18. 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 (249). – С. 38-46.
 19. Ван Трис. Гарри Л. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Том 1 Теория обнаружения, оценок и линейная модуляция: Пер. с англ. / Под ред. проф. В.И. Тихонова. М.: Советское радио, 1972. – 744 с.
 20. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Советское радио, 1978. – 295 с.
 21. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд. перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.
 22. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
 23. 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.

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. Artyomov M.L., Slichenko M.P. A modern approach to the development of methods for finding radio waves from sources of radio emission // Antenny, 2018, No. 5 (249). – Pp. 31-37.
3. Slichenko M.P. Representation of multidimensional periodic functions by a finite weighted sum of sampled values // Journal of Communications Technology and Electronics, 2014, Vol. 59, No. 10. – Pp. 1069-1075.
4. Dmitriev I.S., Slichenko M.P. Peculiarities of interpolation of 2π -periodic functions with finite Fourier spectrum based on the sampling theorem // Journal of Radio Electronics, 2014, No. 1.
5. Dmitriev I.S., Slichenko M.P. Representation of periodic functions with a finite Fourier spectrum by a modified Kotel'nikov series // Journal of Communications Technology and Electronics, 2015, Vol. 60, No. 5. – Pp. 496-501.
6. Artyomov M.L., Afanasyev O.V., Slichenko M.P. Detection and direction finding of sources of radio-frequency radiations within the limits of the theory of statistical radio engineering // Radio engineering, 2016, No. 5. – Pp. 4-18.
7. Artyomov M.L., Afanasyev O.V., Slichenko M.P. Methods of statistical radio engineering in the modern solution of problems of radiomonitoring // Antenny, 2016, No. 6 (226). – Pp. 55-62.
8. Bogdanovsky S.V., Ledovskaya K.G., Sevidov V.V., Simonov A.N. Method of polarization direction finding of radio signals using a triorthogonal antenna system. RU 2702102 C1, stated. 15.10.2018, publ. 04.10.2019.

9. Denisov V.P., Krutikov M.V., Lebedev V.Y., Scorodumov M.P. The cooperative processing of orthogonal polarization waves in phase direction finders of radio monitoring systems // Proceedings of TUSUR University, 2009, No. 2 (20). – Pp. 16-20.
10. Slichenko M.P., Zavalishina O.N. The generalized Cramer - Rao bound for direction finding of radio sources in a complex electromagnetic environment // Theory and technology of radio communication, 2022, No. 4. – Pp. 41-45.
11. 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 // Radar, navigation, communications: Sat. Proceedings of the XXIX International Scientific and Technical Conference, Voronezh, 2023, Vol. 1. – Pp. 192-199.
12. 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 // Radio engineering, 2023, Vol. 87, No. 5. – Pp. 143-156.
13. Slichenko M.P., Zavalishina O.N. Generalized Cramer–Rao inequality in the case of joint direction finding by azimuth and elevation angle in a complex electromagnetic environment. // Journal of Radio Electronics, 2024, No. 3
14. 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.
15. 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 // Radio engineering, 2013, No. 3. – Pp. 62-68.
16. 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 // Radio engineering, 2013, No. 3. – Pp. 69-75.
17. 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.
18. Artyomov 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 (249). – Pp. 38-46.
19. Harry L. Van Trees. Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I: Detection, Estimation, and Linear Modulation Theory. Wiley-Interscience, 2001. – 716 p.
20. Kulikov E. I., Trifonov A. P. Estimation of signal parameters against the background of interference. Moscow: Sov. Radio, 1978. – 295 p.
21. Levin B. R. Theoretical foundations of radio engineering static, 3rd Ed. Moscow: Radio and communications, 1989. – 656 p.
22. Tikhonov V.I. Optimum signal reception. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1983, 320 p.
23. 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. – Pp. 59-64.

МЕТОД УВЕЛИЧЕНИЯ СКОРОСТИ СПАДА ГАРМОНИК АЦП В РЕЖИМЕ СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ СРЕДНЕГО УГЛА ОГРАНИЧЕНИЯ

С. А. Ермаков, М. А. Евсеев, А. А. Болгов, В. П. Рошчупкин, В. А. Бокарев, М.В. Бобешко

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрен метод увеличения скорости спада гармоник ограниченного сигнала, который позволяет снизить требования к минимальной частоте дискретизации сигнала и уменьшить энергопотребление и стоимость радиоприемного устройства, не ухудшая основные динамические параметры аналого-цифрового тракта. Представлена структурная схема, реализующая предложенный метод. Выполнена программная реализация предложенного подхода.

Ключевые слова: аналого-цифровой тракт; аналого-цифровое преобразование; динамический диапазон; ограниченный сигнал; угол ограничения; программируемое радиоприемное устройство; цифровая обработка сигналов; радиосвязь.

A METHOD FOR INCREASING THE HARMONIC DECAY RATE OF AN ADC IN THE MODE WITH STABILIZATION OF THE AVERAGE ANGLE OF LIMITATION

S. A. Ermakov, M. A. Evseev, A. A. Bolgov, V. P. Roshchupkin, V. A. Bokarev, M.V. Bobeshko

JSC Sozvezdiye Concern, Voronezh, Russia

Abstract. A method for increasing the harmonic decay rate of a limited signal is considered, which reduces the requirements for the minimum sampling rate of the signal and reduces the power consumption and cost of a radio receiver device without compromising the basic dynamic parameters of the analog-to-digital path. A block diagram implementing the proposed method is presented. The software implementation of the proposed approach has been performed.

Keywords: analog-to-digital tract; analog-to-digital conversion; dynamic range; limited signal; limitation angle; programmable radio receiver; digital signal processing; radio communication.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время наиболее перспективной структурной схемой для построения аналого-цифрового тракта (АЦТ) современного программно-определяемого радиосредства (SDR, software-defined radio) является тракт с аналого-цифровым преобразованием (АЦП) на радиочастоте. АЦТ без преобразования радиочастоты перед АЦП позволяет реализовать все потенциальные преимущества SDR технологии и когнитивного радио [1], обеспечивая рекордную избирательность при небольших отстройках помехи от частоты принимаемого сигнала. В литературе подобные АЦТ называют идеальными (ideal receiver scheme) [1, 2].

Большинство динамических параметров радиостанции определяется АЦТ. В работе [3] показано, что использование режима ограничения входного сигнала при аналого-цифровом преобразовании в линейных приёмных трактах возможно, и что режим ограничения позволяет улучшить основные динамические параметры АЦТ – динамический диапазон и динамический диапазон по блокированию.

Для обеспечения нормальной работы АЦТ, использующих режимы с ограничением сигнала при аналого-цифровом преобразовании, необходимо обеспечить низкую вероятность попадания помех, вызванных ограничением в полосу основного канала приёма. При этом полоса приёма считается поражённой, если в неё попадает хотя бы одна гармоника ограниченного сигнала с энергией, превышающей энергию шума в полосе приёма [3].

2. ОБЗОР ИЗВЕСТНЫХ РЕШЕНИЙ

Известны радиоустройства с типовой программно-определяемой модульной архитектурой, описанные, например, в статье [4] – повышение частоты дискретизации в которых увеличивает возможность осуществлять приём при ограничении сигнала в аналого-цифровом тракте за счёт уменьшения вероятности попадания в полосу принимаемого сигнала гармоник ограниченного блокирующего сигнала [3], но в то же время это приводит к увеличению энергопотребления и стоимости за счет необходимости применения высокопроизводительных микросхем аналого-цифровых преобразователей (АЦП), программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) и цифровых сигнальных процессоров (ЦСП).

Актуальность снижения энергопотребления (за счет снижения требований к частоте дискретизации) определяется тем, что это позволяет снизить затраты на производство соответствующих изделий.

Недостатком таких устройства является необходимость применения дорогостоящих компонентов (АЦП, ПЛИС, ЦСП) с высоким энергопотреблением, обусловленным высокими требованиями к частоте дискретизации, в свою очередь необходимой для обеспечения требований к низкой вероятности попадания продуктов ограничения в полосу основного канала приёма при работе в режиме со стабилизацией среднего угла ограничения.

Таким образом, исходя из актуальности проблемы и недостатков существующих решений, актуальной задачей является увеличение скорости спада гармоник ограниченного сигнала в режиме со стабилизацией среднего угла ограничения, без ухудшения динамического диапазона и динамического диапазона по блокированию.

3. ОПИСАНИЕ СПОСОБА РЕАЛИЗАЦИИ

Для решения поставленной задачи в структуре приемного тракта предлагается применить безынерционный нелинейный элемент (ББНЭ) на выходе АЦП, как показано на рисунке 1.

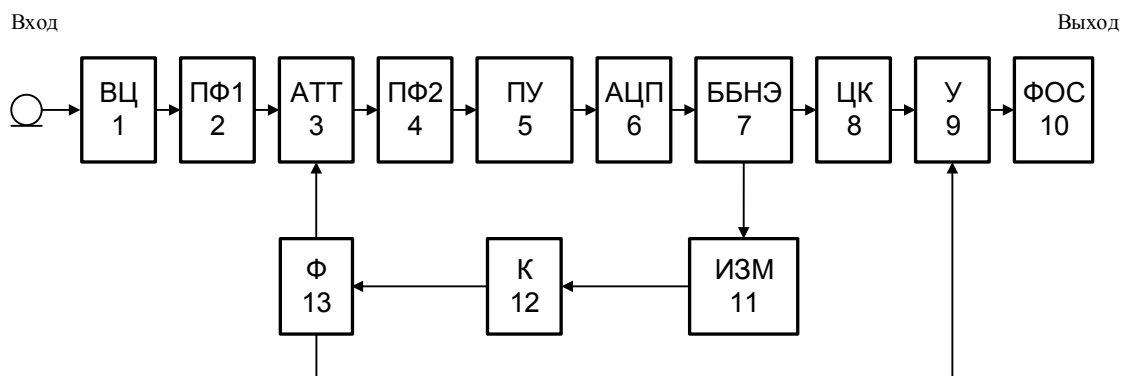


Рис.1. Цифровое программно-определяемое радиоприемное устройство с увеличенной скоростью спада амплитуд гармоник ограниченного сигнала с блоком безынерционного нелинейного элемента

На рисунке 1 представлен вариант структурной схемы радиоприемного устройства. Так, на вход радиоприемного устройства поступает аддитивная смесь шума, принимаемого сигнала и блокирующей помехи и проходит через блок входных цепей (ВЦ). Далее первый полосовой фильтр (ПФ1) пропускает на вход аттенюатора (АТТ) сигналы, находящиеся в полосе рабочих частот. С выхода аттенюатора смесь шума, принимаемого сигнала и блокирующей помехи поступает на второй полосовой фильтр (ПФ2), осуществляющий выделение участка полосы рабочих частот. Как правило, ширина полосы пропускания второго полосового фильтра не обеспечивает подавления помех, отстроенных на величину $\pm 10\%$ от частоты настройки и его влияние на амплитуду блокирующего сигнала можно не учитывать. Далее сигнал усиливается драйвером АЦП (ПУ) и поступает на вход АЦП. С выхода АЦП оцифрованные отсчеты подаются на вход блока безынерционного нелинейного элемента (ББНЭ), где отсчеты преобразуются по заранее подготовленной таблице соответствия. За счет преобразования в ББНЭ осуществляется цифровая коррекция при ограничении сигнала, повышая скорость спада амплитуд гармоник блокирующих сигналов.

Преобразованные отсчеты с выхода блока безынерционного нелинейного элемента поступают на вход измерителя эффективного угла ограничения (ИЗМ). Далее рассчитанный угол ограничения с выхода измерителя эффективного угла ограничения поступает на компаратор (К), осуществляющий сравнение угла ограничения с заранее заданным порогом. Величина порога устанавливается исходя из условия обеспечения соответствия мощности помех ограничения и уровня собственных шумов АЦП [4]. При превышении сигналом порога формирователь характеристики АРВ (Ф) в соответствии с алгоритмом функционирования уменьшает коэффициент передачи аттенюатора, в случае длительного отсутствия превышения порога – увеличивает, как система обратной автоматической регулировки усиления. Формирователь характеристики АРВ одновременно с управляющим сигналом аттенюатора формирует цифровой код на второй вход умножителя (У), причём величина этого кода пропорциональна уменьшению коэффициента передачи аналоговой части тракта или ослаблению в аттенюаторе. Тогда после ослабления сигнала в аттенюаторе и умножения цифрового сигнала умножителем на соответствующую величину суммарный коэффициент передачи АЦТ с входа на выход остаётся неизменным.

Преобразованные отсчеты с выхода ББНЭ попадают на цифровой down-конвертор (ЦК), осуществляющий перенос по частоте, предварительную фильтрацию и понижение частоты дискретизации сигнала в основной полосе приёма. С выхода цифровой down-конвертора отсчеты сигнала поступают на первый вход умножителя и далее на цифровой фильтр основной селекции (ФОС). С выхода ФОС отсчеты цифрового сигнала поступают на выход АЦТ. В зависимости от величины отстройки по частоте блокирующей помехи и сигнала их разделение (фильтрация) происходит в цифровом down-конвертере или в фильтре основной селекции. Также при расчёте необходимой разрядности цифрового тракта учитывается максимально возможное увеличение амплитуды сигнала в умножителе.

Реализация безынерционного нелинейного элемента, является стандартной инженерной задачей, и может осуществляться в ПЛИС в виде простейшей таблицы соответствия кодов линейной характеристики преобразования и кодов скорректированной характеристики преобразования.

К несомненным преимуществам такой реализации устройства относится возможность создания программно-определяемых радиоприемных устройств, оптимизированных по энергопотреблению и стоимости с улучшенными динамическими параметрами АЦТ в режиме с контролируемым углом ограничения за счет увеличения скорости спада гармоник и соответствующей возможности по снижению частоты

дискретизации при сохранении низкой вероятности попадания продуктов ограничения в полосу основного канала приёма. Также важным преимуществом является возможность программной реализации предлагаемого решения в существующих программно-аппаратных радиоприемных устройствах, что позволяет оптимизировать по энергопотреблению существующие устройства.

Суть найденного решения фактически заключается в цифровой коррекции характеристики преобразования АЦП с целью увеличения скорости спада гармоник ограниченного сигнала.

При определенных допущениях характеристика преобразования АЦП имеет квазилинейный участок, а также устранимые точки разрыва в точках, соответствующих уровню ограничения. Если обеспечить плавное скругление характеристики в этих точках, то это позволит при заданном угле ограничения (определяющим основные динамические параметры АЦТ: динамический диапазон и динамический диапазон по блокированию) обеспечить большую скорость спада гармоник ограниченного сигнала, что в свою очередь позволяет уменьшить вероятность попадания в полосу принимаемого сигнала гармоник ограниченного блокирующего сигнала при меньшей частоте дискретизации сигнала и, как следствие, позволяет снизить энергопотребление и стоимость устройства.

Синтез характеристики с плавным скруглением в зоне ограничения может быть выполнен путем свертки идеальной характеристики преобразования АЦП с любой известной оконной функцией. Пример синтезированной характеристики преобразования с плавным скруглением в сравнении с линейной характеристикой представлен на рисунке 2 (вся характеристика) и рисунке 3 (скругление в зоне ограничения).

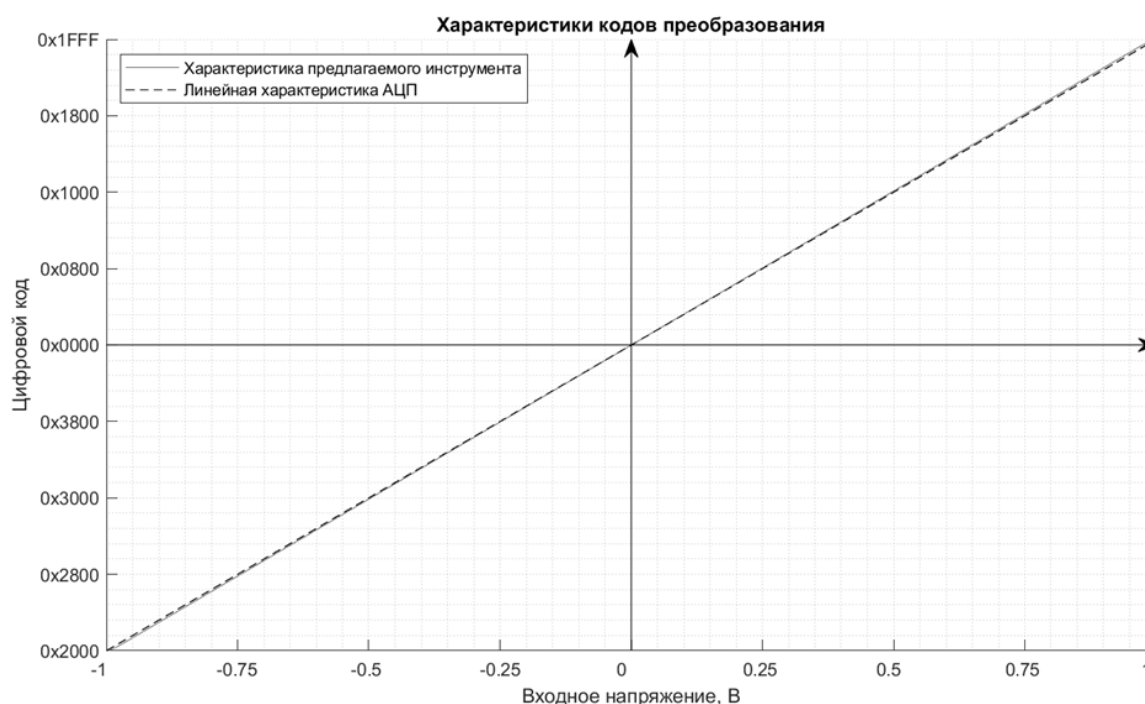


Рис. 2. Сравнение синтезированной характеристики преобразования с линейной характеристикой АЦП

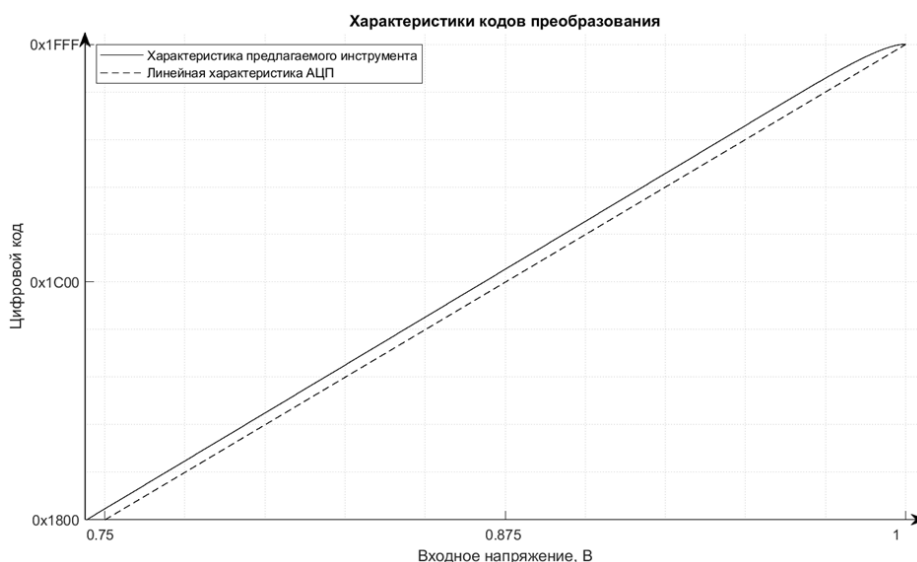


Рис. 3. Сравнение синтезированной характеристики преобразования с линейной характеристикой АЦП в зоне скругления

Далее на основе синтезированной характеристики может быть сформирована таблица соответствия, реализующая функцию безынерционного нелинейного элемента, пример которой представлен в таблице 1.

Таблица 1. Пример таблицы соответствия для реализации ББНЭ

Напряжение входного сигнала, В	Код линейной характеристики АЦП	Код нелинейной характеристики
0.99988	0x1FFF	0x1FFF
0.99976	0x1FFE	0x1FFF
...	...	...
0.87524	0x1C02	0x1C3A
0.87512	0x1C01	0x1C39
0.87500	0x1C00	0x1C38
0.87488	0x1BFF	0x1C37
0.87476	0x1BFE	0x1C36
...	...	...
0.00012	0x0001	0x0001
0	0x0000	0x0000
-0.00012	0x3FFF	0x3FFF
...	...	...
-0.99988	0x2001	0x2000
-1.00000	0x2000	0x2000

4. РЕЗУЛЬТАТЫ

В ходе исследования было проведено имитационное моделирование и выполнена реализация предлагаемого технического решения на аппаратной SDR-платформе.

В имитационной модели был сформирован гармонический сигнал, имитирующий блокирующую помеху с частотой 1 кГц. Частота блокирующей помехи выбрана низкой для возможности наглядно наблюдать динамику изменения амплитуд гармоник сигнала при ограничении. Для имитации АЦП, сигнал дискретизируется с частотой $f_d=1228.8$ МГц и квантуется с использованием линейной характеристики преобразования с разрядностью 14 бит. Полученный сигнал отражает сигнал на выходе АЦП без использования ББНЭ. Далее каждый отсчет цифрового сигнала преобразуется по

таблице соответствий, которая имитирует ББНЭ. Сигнал, полученный с выхода таблицы соответствий, отражает сигнал на выходе блока безынерционного нелинейного элемента.

На рисунке 4 представлен результат моделирования сигнала на выходе приемника без ББНЭ и предлагаемого устройства, если бы на вход был подан сигнал одинаковой амплитуды. Но такое сравнение некорректно, поскольку после преобразования сигналы будут иметь различные углы ограничения.

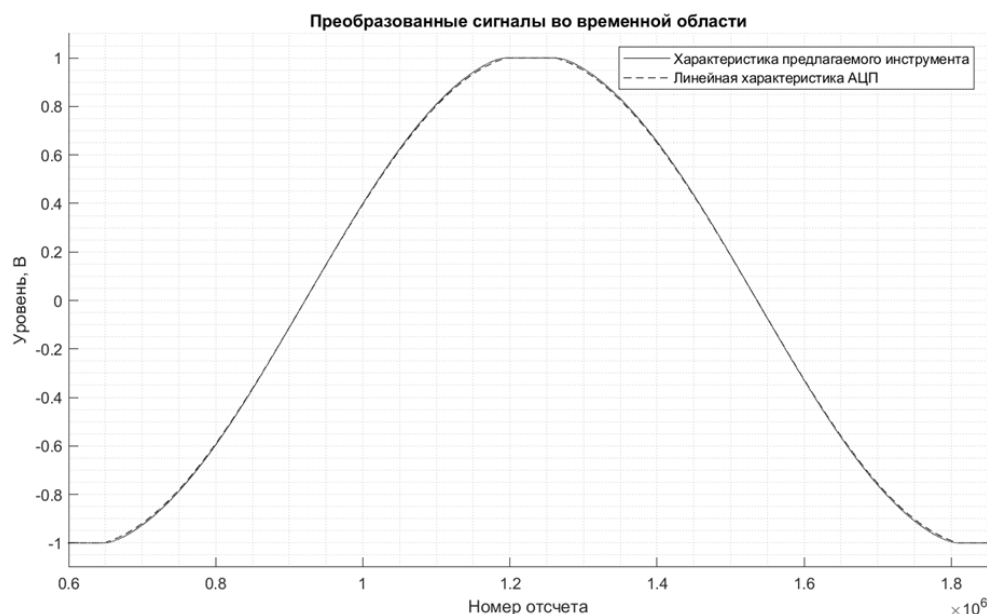


Рис. 4. Одинаковая амплитуда сигнала, но разные углы ограничения

Поэтому на рисунке 5 представлен результат моделирования сигнала на выходе исходного и предлагаемого устройства которые имеют равный угол ограничения, но при этом на вход подавались сигналы различной амплитуды (1.015 и 1.0135135, что составляет менее 0.01 дБ). Таким изменением динамического диапазона можно пренебречь.

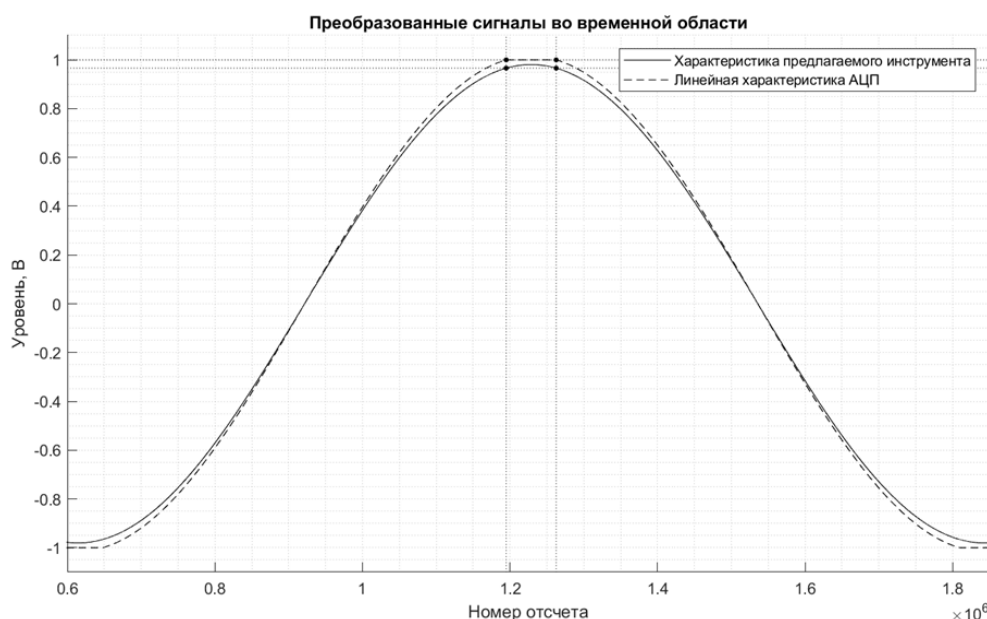


Рис. 5. Разная амплитуда сигнала, но одинаковые углы ограничения

На рисунках 6 и 7 представлены спектры сигналов в ближней и дальней зонах на выходе имитационной модели с ББНЭ и без него. На спектрах отчетливо видно увеличение скорости спада гармоник в сигнале при моделировании предлагаемого устройства относительно модели устройства-прототипа.

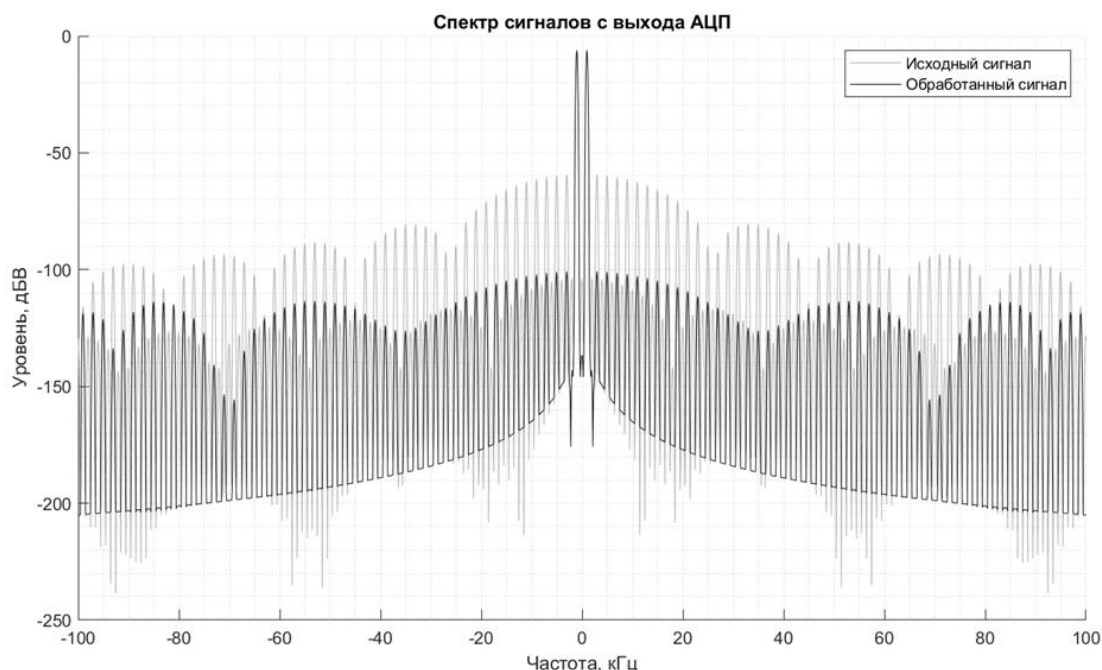


Рис. 6. Спектры сигналов на выходе имитационной модели с ББНЭ и без него в ближней зоне

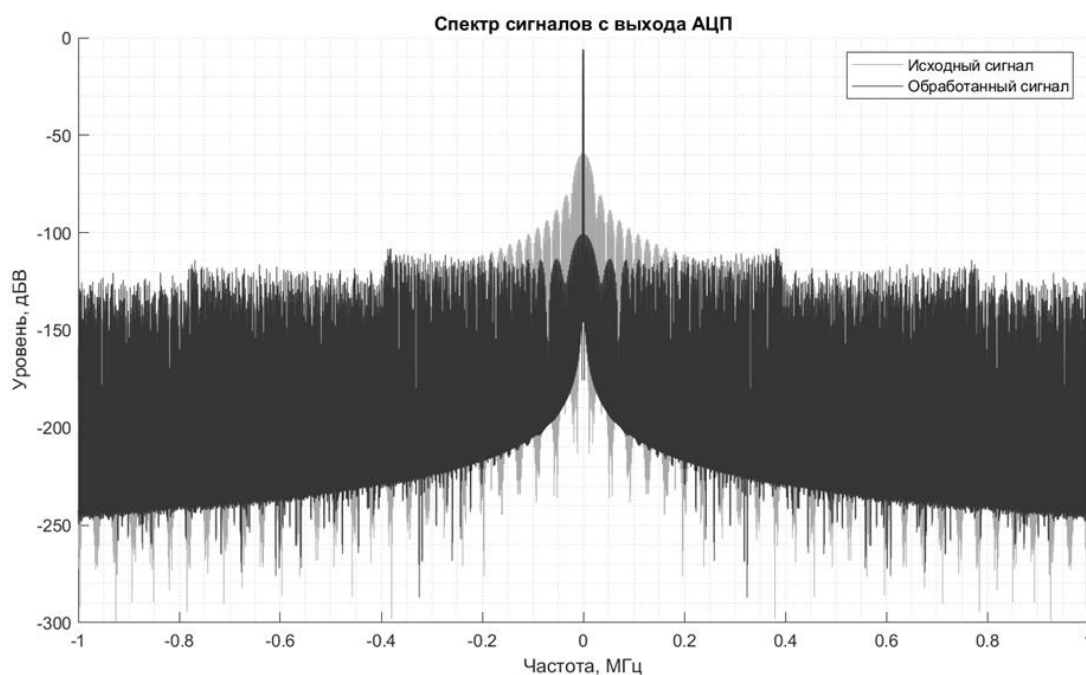


Рис. 7. Спектры сигналов на выходе имитационной модели с ББНЭ и без него в дальней зоне

Для реализации предлагаемого технического решения применялась аппаратной SDR-платформе с приемным трактом, построенным на базе АЦП Analog Devices

AD9691-1250 с частотой дискретизации $f_d=1228.8$ МГц. Для проведения экспериментов было подготовлено две управляющих программы: одна реализующая структурную схему работы устройства-прототипа, и вторая реализующая предлагаемое решение. На вход приемного тракта аппаратной SDR-платформы с генератора подается сигнал, имитирующий блокирующую помеху частотой 46.1053 МГц. Также, как и в модели путем изменения уровня входного сигнала обеспечивается равный угол ограничения на выходе сравниваемых устройств.

На рисунке 8 представлены спектры сигналов, на которых маркерами отмечены гармоники ограниченного сигнала. Анализ показывает снижение абсолютной величины уровня гармоник ограниченного сигнала, что подтверждает результаты моделирования.

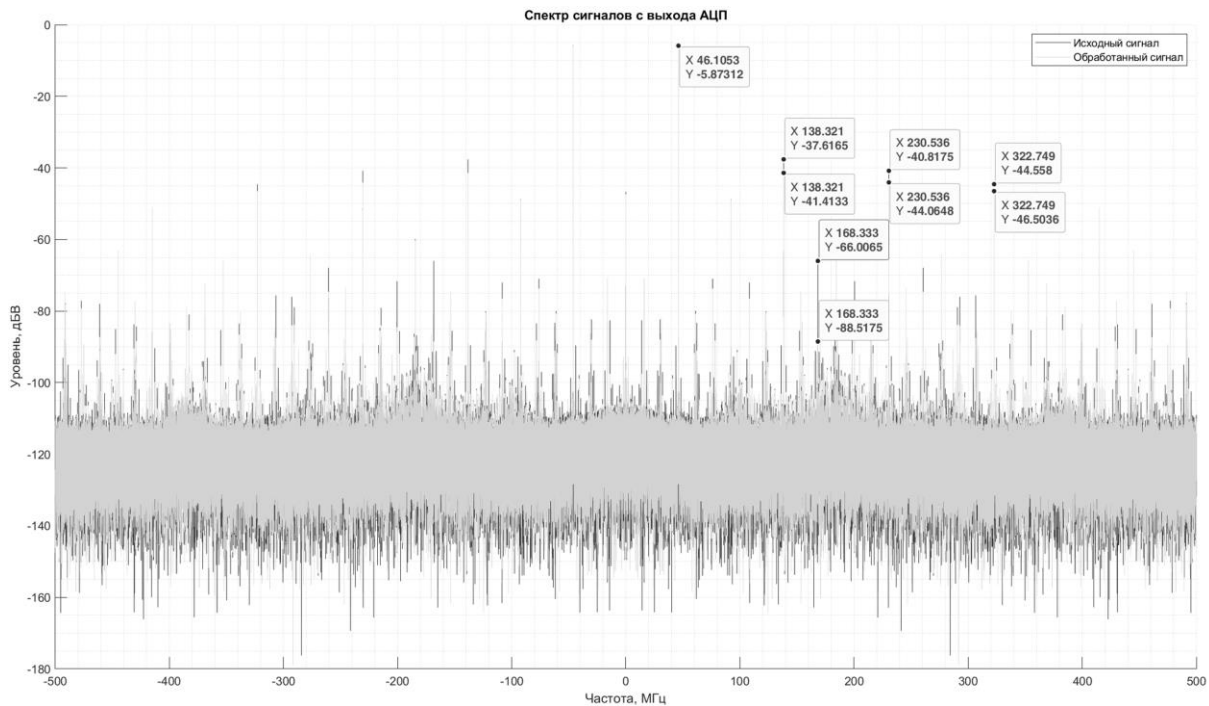


Рис. 8. Спектры сигналов с блокирующей помехой на входе приемного тракта аппаратной SDR-платформы с ББНЭ и без него

В рассматриваемом случае эмпирическим путем определено, что частота дискретизации может быть снижена до $f_d=614.4$ МГц, что позволяет использовать более доступные микросхемы AD9680-820 или AD9680-1000 с меньшим энергопотреблением, а также снизить частоту дискретизации последующих стадий обработки на ПЛИС и ЦСП.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты позволяют создавать перспективные цифровые радиоустройства с пониженным энергопотреблением и стоимостью основных компонентов устройства за счет возможности снижения частоты дискретизации преобразования и последующей обработки сигнала, без увеличения вероятности попадания продуктов ограничения в полосу основного канала приёма за счет увеличения скорости спада гармоник блокирующих сигналов и не ухудшая основные динамические параметры АЦТ – динамический диапазон и динамический диапазон по блокированию в режиме с контролируемым углом ограничения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Bruce Alan Fette. Cognitive radio technology, Second Edition, Elsevier Science & Technology Books, 2009. - p.p. 828.
2. W. Tuttlebee, Ed. Software defined radio: enabling technologies, John Wiley & Sons, Chichester, UK, 2002. - p.p. 442.
3. Маковий В. А. Динамические параметры аналого-цифрового тракта ДКМВ диапазона // Радиотехника. 2012. № 8. С. 17-27.
4. Маковий В. А. Автоматическая регулировка восприимчивости в программируемом радиоприёмнике // Радиотехника. 2013. № 3. С. 26-36.

REFERENCES

1. Bruce Alan Fette. Cognitive radio technology, Second Edition, Elsevier Science & Technology Books, 2009. - p.p. 828.
2. W. Tuttlebee, Ed. Software defined radio: enabling technologies, John Wiley & Sons, Chichester, UK, 2002. - p.p. 442.
3. Makovij V. A. Dynamic parameters of the RF Front-End HF band. // Radiotekhnika, 2012, No. 8. - Pp. 17-27.
4. Makovij V. A. Automatic adjustment of sensitivity in the software radio. // Radiotekhnika, 2013, No. 3. - Pp. 26-36.

СЕМАНТИЧЕСКИЙ ПОДХОД ПРИ ФОРМИРОВАНИИ АКУСТИЧЕСКОЙ РЕЧЕВОЙ ПОМЕХИ

С. А. Иванушкин, С.А. Вызулин, И. М. Антоненко, О. В. Годовых

Краснодарское высшее военное орденов Жукова и Октябрьской Революции
Краснознаменное училище имени генерала армии С.М.Штеменко (КВВУ),
Краснодар, Российская Федерация

Аннотация. Экспериментально исследован семантический подход к формированию акустической речевой помехи с учетом специфики современных методов акустической разведки. Выявлено, что эффективность традиционных методов защиты речевой информации снижается в условиях применения злоумышленниками технологий, ориентированных на обнаружение ключевых слов в контексте известной тематики разговора. Предложен метод формирования речеподобной помехи, учитывающий семантические связи между словами и контекстные зависимости. Разработана математическая модель оценки эффективности речеподобной помехи с учетом семантической составляющей.

Ключевые слова: речеподобная помеха, акустическая разведка, семантический анализ, защита речевой информации, ключевые слова, контекстные зависимости.

SEMANTIC APPROACH IN ACOUSTIC SPEECH INTERFERENCE FORMATION

S. A. Ivanushkin, S. A. Vyzulin, I. M. Antonenko, O. V. Godovych

Krasnodar Higher Military Orders of Zhukov and the October Revolution Red Banner School
named after Army General S.M.Shtemenko (KHMS), Krasnodar, Russian Federation

Abstract. The semantic approach to the formation of acoustic speech interference has been experimentally studied, taking into account the specifics of modern acoustic intelligence methods. It was revealed that the effectiveness of traditional methods of protecting speech information decreases when attackers use technologies aimed at detecting keywords in the context of a known conversation topic. A method for generating speech-like interference is proposed, taking into account semantic connections between words and contextual dependencies. A mathematical model for evaluating the effectiveness of speech-like interference has been developed, taking into account the semantic component.

Keywords: speech-like interference, acoustic intelligence, semantic analysis, protection of speech information, keywords, contextual dependencies.

1. ВВЕДЕНИЕ

В современных условиях проблема защиты конфиденциальной речевой информации от утечки по акустическим каналам приобретает особую актуальность. Развитие технических средств разведки и методов цифровой обработки сигналов существенно расширило возможности несанкционированного доступа к речевой информации. Особую опасность представляют системы, способные выделять из речевого потока ключевые слова и фразы, относящиеся к определенной тематической области.

Современные методы акустической разведки характеризуются рядом особенностей, которые снижают эффективность традиционных подходов к защите речевой информации:

1. целенаправленный поиск ограниченного набора ключевых слов вместо восстановления полного содержания разговора;
2. наличие у злоумышленника предварительных знаний о теме обсуждения и возможном наборе ключевых слов;
3. использование контекстных зависимостей и семантических связей для выявления значимой информации;
4. применение алгоритмов машинного обучения и искусственного интеллекта для обработки зашумленной речи.

Традиционные методы активной защиты речевой информации, основанные на применении белого шума или его модификаций, становятся менее эффективными по нескольким причинам:

1. современные алгоритмы шумоочистки способны эффективно выделять речевой сигнал на фоне стационарных или квазистационарных помех;
2. спектральные характеристики шумовых помех существенно отличаются от характеристик речевого сигнала, что облегчает их компенсацию;
3. эффективность шумовых помех напрямую зависит от превышения уровня помехи над уровнем полезного сигнала, что делает их неприемлемыми в условиях, требующих комфортного ведения переговоров.

Речеподобные помехи, имитирующие характеристики реальной речи, показывают более высокую эффективность, однако существующие методы их формирования не учитывают в полной мере семантическую составляющую защищаемой информации и особенности современных методов акустической разведки.

В данной работе представлены результаты исследования нового подхода к формированию акустических речеподобных помех, учитывающего не только фонетическую и лингвистическую структуру речи, но и семантические связи между словами, а также контекстные зависимости. Предложенный метод ориентирован на противодействие современным технологиям акустической разведки, использующим контекстный анализ и прогнозирование речевого потока.

2. МЕТОДОЛОГИЯ ИССЛЕДОВАНИЯ

2.1 Анализ семантических связей в речевой информации

Для анализа семантических связей в речевой информации была разработана методика, включающая следующие этапы:

1. формирование репрезентативного корпуса тематических текстов;
2. выделение ключевых слов и слов-указателей;
3. построение семантической сети на основе анализа контекстных связей;
4. оценка семантической близости между словами и фразами.

Для формирования корпуса тематических текстов были отобраны материалы из различных предметных областей, относящихся к потенциально защищаемой информации. Общий объем корпуса составил около 1,5 млн. словоупотреблений, распределенных по 12 тематическим направлениям.

Выделение ключевых слов осуществлялось с использованием методов статистического анализа и экспертной оценки [1]. В качестве метрик значимости слов использовались:

1. частотные характеристики (TF-IDF);
2. специфичность для данной предметной области;
3. информационная ценность;
4. экспертная оценка значимости.

Построение семантической сети производилось на основе анализа контекстных связей между словами с использованием методов дистрибутивной семантики. Для каждого слова в корпусе был сформирован контекстный вектор, отражающий его сочетаемость с другими словами. На основе этих векторов рассчитывалась семантическая близость между словами с использованием косинусной меры:

$$\text{sim}(w_1, w_2) = \frac{\text{vec}(w_1) \cdot \text{vec}(w_2)}{\|\text{vec}(w_1)\| \cdot \|\text{vec}(w_2)\|} \quad (1)$$

где: $\text{vec}(w_1), \text{vec}(w_2)$ - векторные представления слов;
 $\text{vec}(w_1) \cdot \text{vec}(w_2)$ - скалярное произведение векторов;
 $\|\text{vec}(w_1)\|, \|\text{vec}(w_2)\|$ - евклидовы нормы векторов.

2.2 Моделирование поведения злоумышленника

Для моделирования поведения злоумышленника при поиске ключевых слов была разработана вероятностная модель, учитывающая следующие факторы:

1. предварительные знания о тематике разговора;
2. целевой набор ключевых слов;
3. способность использовать контекстные зависимости для улучшения распознавания;
4. применение методов шумоочистки и повышения разборчивости речи;
5. вероятность обнаружения ключевого слова можно представить в виде:
- 6.

$$P(K) = P(K | S) \cdot P(S | C) \cdot P(C) \quad (2)$$

где: $P(K)$ - вероятность обнаружения ключевого слова;
 $P(K|S)$ - вероятность распознавания ключевого слова при условии выделения соответствующего сегмента сигнала;
 $P(S|C)$ - вероятность выделения сегмента сигнала при заданном контексте;
 $P(C)$ - вероятность правильной идентификации контекста.

Вероятность распознавания ключевого слова при условии выделения соответствующего сегмента сигнала зависит от отношения сигнал/шум и может быть аппроксимирована функцией:

$$P(K | S) = \frac{1}{1 + e^{-\alpha(SNR - SNR_0)}} \quad (3)$$

где: SNR - отношение сигнал/шум;
 SNR_0 - пороговое значение SNR ;
 α - коэффициент крутизны функции.

Вероятность выделения сегмента сигнала при заданном контексте определяется наличием слов-указателей и может быть представлена в виде:

$$P(S | C) = \sum_{i=1}^n w_i \cdot P(I_i) \quad (4)$$

где: n - количество слов-указателей в контексте;
 w_i - весовой коэффициент i -го слова-указателя;

$P(I_i)$ - вероятность распознавания i -го слова-указателя.

2.3 Метод формирования речеподобной помехи с учетом семантики

На основе проведенного анализа был разработан метод формирования речеподобной помехи, учитывающий семантические связи и контекстные зависимости. Метод включает следующие основные этапы:

1. анализ семантической структуры защищаемой информации: а) выявление ключевых слов и слов-указателей; б) построение семантической сети; в) определение контекстных зависимостей;

2. формирование базового речеподобного сигнала: а) синтез речеподобного сигнала на основе статистических характеристик речи; б) обеспечение соответствия спектральных и временных характеристик;

3. введение семантической составляющей: а) включение в помеху слов с высокой семантической близостью к ключевым словам; б) создание ложных контекстных зависимостей; в) маскировка истинных слов-указателей;

4. адаптивное управление параметрами помехи: а) анализ акустической обстановки; б) корректировка спектрально-временных характеристик; в) оптимизация энергетических параметров.

Для формирования базового речеподобного сигнала использовался метод параметрического синтеза речи с применением скрытых марковских моделей (НММ) [2]. Данный подход позволяет генерировать речеподобные сигналы, сохраняющие основные акустические характеристики реальной речи, но не несущие смысловой нагрузки.

Введение семантической составляющей осуществлялось путем включения в помеху слов, семантически близких к потенциальным ключевым словам защищаемой информации. Для этого использовался следующий алгоритм:

1. определение набора ключевых слов и слов-указателей, характерных для данной тематики;

2. формирование множества слов, семантически близких к ключевым;

3. генерация псевдослучайной последовательности слов с учетом статистических закономерностей естественной речи;

4. встраивание сформированной последовательности в базовый речеподобный сигнал.

Адаптивное управление параметрами помехи осуществлялось на основе анализа акустической обстановки и характеристик защищаемого речевого сигнала. Для этого использовалась система обратной связи, обеспечивающая оптимизацию следующих параметров:

1. спектральный состав помехи;

2. временная структура;

3. пространственные характеристики;

4. общий уровень маскирующего сигнала.

2.4 Математическая модель оценки эффективности

Для оценки эффективности предложенного метода была разработана математическая модель, учитывающая как энергетические, так и семантические характеристики речевого сигнала и помехи.

Вероятность успешного перехвата ключевого слова может быть представлена в виде:

$$P_{success} = P_{energy} \cdot P_{semantic} \quad (5)$$

где: P_{energy} - вероятность, определяемая энергетическими характеристиками сигнала и помехи;

$P_{semantic}$ - вероятность, зависящая от семантических и контекстных факторов.

Вероятность, определяемая энергетическими характеристиками, рассчитывается на основе формантной теории разборчивости речи:

$$P_{energy} = \prod_{i=1}^m (1 - p_i \cdot q_i) \quad (6)$$

где: m - количество формантных полос;

p_i - весовой коэффициент i -й формантной полосы;

q_i - коэффициент восприятия в i -й полосе.

Коэффициент восприятия q_i определяется отношением сигнал/шум в соответствующей полосе частот:

$$q_i = \frac{1}{1 + e^{-\beta(SNR_i - SNR_{0i})}} \quad (7)$$

где: SNR_i - отношение сигнал/шум в i -й полосе;

SNR_{0i} - пороговое значение для i -й полосы;

β - коэффициент крутизны.

Вероятность, зависящая от семантических и контекстных факторов, определяется в соответствии с выражением:

$$P_{semantic} = \frac{1}{1 + \sum_{j=1}^n \gamma_j \cdot sim(w_k, w_j)} \quad (8)$$

где: n - количество слов в помехе, семантически близких к ключевому слову;

w_k - ключевое слово;

w_j - j -е слово помехи;

$sim(w_k, w_j)$ - мера семантической близости между словами;

γ_j - весовой коэффициент, учитывающий временную близость слов.

Эффективность защиты определяется как:

$$E = 1 - P_{success} \quad (9)$$

2.5 Формализация критериев эффективности

Для количественной оценки эффективности речеподобной помехи с учетом семантической составляющей разработана математическая модель, учитывающая как акустические, так и семантические характеристики помехи. Предложено использовать комплексный показатель эффективности E , определяемый выражением:

$$E = w_1 \cdot Ea + w_2 \cdot Es + w_3 \cdot Ec \quad (10)$$

где: Ea - показатель акустической эффективности помехи;

Es - показатель семантической эффективности помехи;

Ec - показатель контекстной эффективности помехи;

w_1, w_2, w_3 - весовые коэффициенты, определяющие вклад каждой составляющей.

Акустическая эффективность помехи Ea определяется на основе традиционных критериев, таких как отношение сигнал/шум и коэффициент артикуляции:

$$Ea = 1 - \left(\frac{K \cdot SNR}{SNR_{max}} + \frac{(1 - K) \cdot A}{A_{max}} \right) \quad (11)$$

где: SNR - отношение сигнал/шум;

SNR_{max} - максимальное допустимое отношение сигнал/шум;

A - коэффициент артикуляции;

A_{max} - максимальный допустимый коэффициент артикуляции;

K - коэффициент, определяющий вклад SNR и A ($0 \leq K \leq 1$).

Семантическая эффективность помехи Es оценивается на основе вероятности ложной идентификации ключевых слов:

$$Es = \sum_i P(w_i | C) \cdot P(w_i \in F) \quad (12)$$

где: $P(w_i | C)$ - вероятность появления слова w_i в контексте C ;

$P(w_i \in F)$ - вероятность ложной идентификации слова w_i как ключевого слова;

Σ – суммирование, по всем словам, помехи.

Контекстная эффективность помехи Ec определяется на основе энтропии семантических связей между словами помехи и защищаемой речи:

$$Ec = \frac{H(CP)}{H_{max}} \quad (13)$$

где: $H(CP)$ - энтропия семантических связей между словами помехи и защищаемой речи;

H_{max} - максимальная энтропия семантических связей.

Данная математическая модель основана на исследованиях [3] использующих векторные представления слов, позволяющие количественно оценивать семантическую близость, и работах [4], посвященных оценке эффективности систем защиты речевой информации.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

3.1 Методика экспериментальных исследований

При проведении экспериментов использовалась методология оценки акустической защищенности помещений [5]. Для оценки эффективности предложенного семантического подхода проведены экспериментальные исследования, включающие следующие этапы:

1. подготовительный этап:

а) формирование набора тестовых речевых сообщений для различных предметных областей (финансы, медицина, военное дело, IT-технологии);

б) подготовка различных типов помех: «белый шум», «речевой хор», традиционная речеподобная помеха, предложенная семантическая речеподобная помеха;

в) настройка систем распознавания речи различных типов, включая системы с контекстным анализом;

2. проведение экспериментов:

а) запись тестовых сообщений в присутствии различных типов помех с различным соотношением сигнал/шум (SNR от -10 до +10 дБ);

б) обработка записанных сигналов с использованием различных методов фильтрации помех;

в) распознавание обработанных сигналов с использованием различных систем распознавания речи;

3. анализ результатов:

а) оценка словесной разборчивости речи после обработки;

б) оценка вероятности правильного распознавания ключевых слов;

в) оценка точности восстановления смыслового содержания сообщения.

3.2 Результаты экспериментальных исследований

Результаты экспериментов показали, что предложенный семантический подход к формированию речеподобной помехи обеспечивает значительное повышение эффективности защиты речевой информации по сравнению с традиционными методами. В таблице 1 представлены сравнительные результаты оценки вероятности правильного распознавания ключевых слов при различных типах помех и соотношении сигнал/шум.

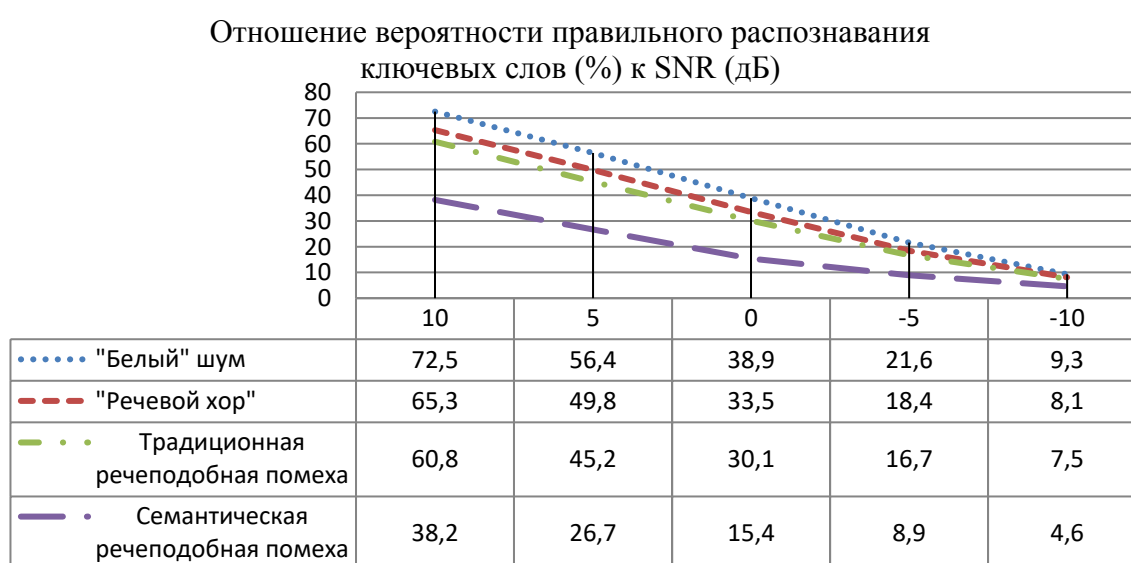


Рис. 1. Вероятность правильного распознавания ключевых слов (%) при различных типах помех

Как видно из представленных результатов, при использовании семантической речеподобной помехи вероятность правильного распознавания ключевых слов снижается на 25%-40% по сравнению с традиционной речеподобной помехой при одинаковом соотношении сигнал/шум. Особенно заметно преимущество предложенного метода при использовании злоумышленником систем распознавания речи с контекстным анализом.

На рисунке 2 представлены результаты оценки словесной разборчивости речи при различных типах помех и соотношении сигнал/шум. Отношение словесной разборчивости речи (%) к SNR (дБ).

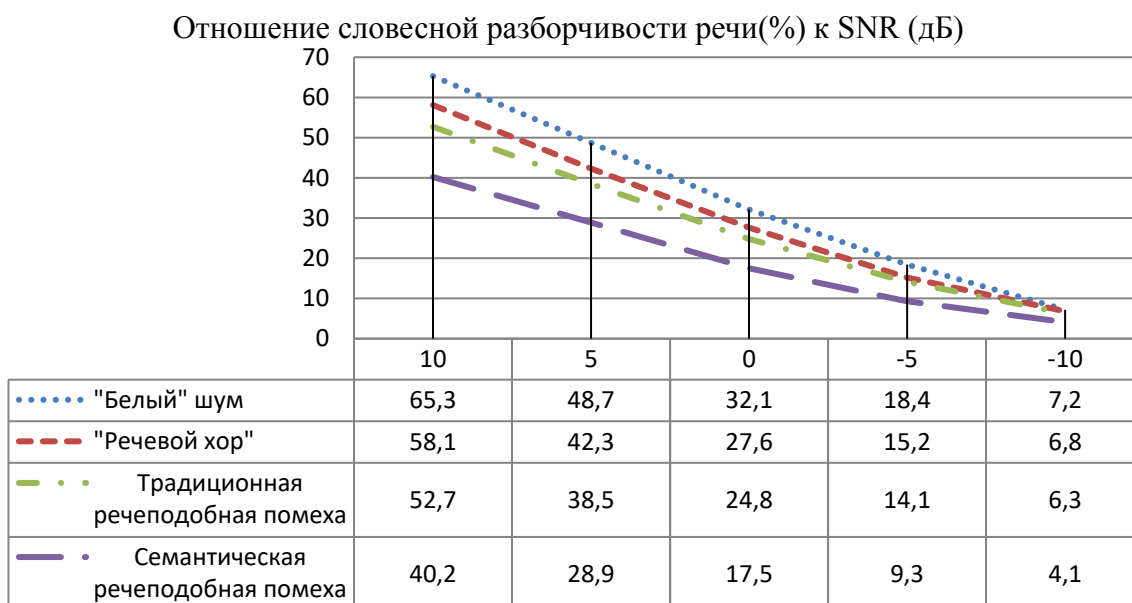


Рис. 2. Словесная разборчивость речи (%) при различных типах помех

Дополнительно проведена оценка точности восстановления смыслового содержания защищаемой речи при использовании различных типов помех. Результаты представлены на рисунке 3.

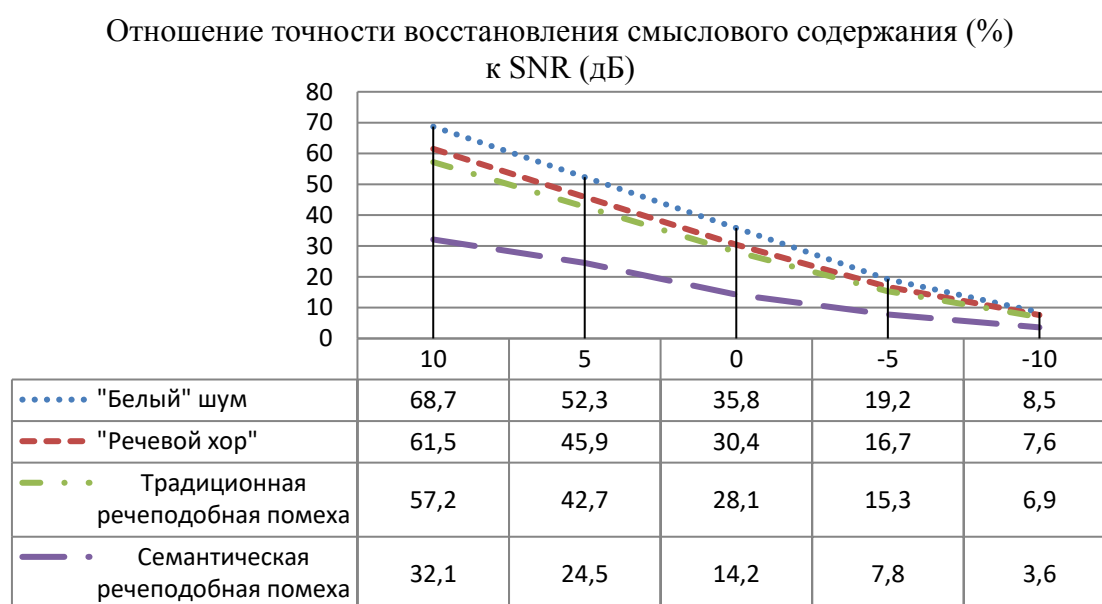


Рис. 3. Точность восстановления смыслового содержания (%) при различных типах помех

Полученные результаты свидетельствуют о том, что предложенный семантический подход обеспечивает снижение точности восстановления смыслового содержания защищаемой речи на 30%-45% по сравнению с традиционными методами при одинаковом соотношении сигнал/шум.

На основе предложенной ранее математической модели проведена оценка эффективности семантической речеподобной помехи в сравнении с традиционными методами. Результаты оценки представлены в таблице 1.

Таблица 1. Сравнительная оценка эффективности различных типов помех

Тип помехи	E_a	E_s	E_c	E (комплексный показатель)
«Белый шум»	0,82	0,15	0,05	0,45
«Речевой хор»	0,75	0,30	0,20	0,50
Традиционная речеподобная помеха	0,70	0,45	0,35	0,55
Семантическая речеподобная помеха	0,65	0,75	0,80	0,72

Примечание: весовые коэффициенты $w_1=0,4$; $w_2=0,3$; $w_3=0,3$

Как видно из представленных результатов, семантическая речеподобная помеха обеспечивает наиболее высокий комплексный показатель эффективности $E=0,72$, что на 31% выше, чем у традиционной речеподобной помехи и на 60% выше, чем у «белого шума». Это достигается за счет значительного повышения семантической (E_s) и контекстной (E_c) эффективности при незначительном снижении акустической эффективности (E_a).

Для более детального анализа эффективности семантической речеподобной помехи проведено моделирование зависимости комплексного показателя эффективности E от соотношения сигнал/шум (SNR) для различных типов помех. Результаты моделирования представлены на рисунке 4.

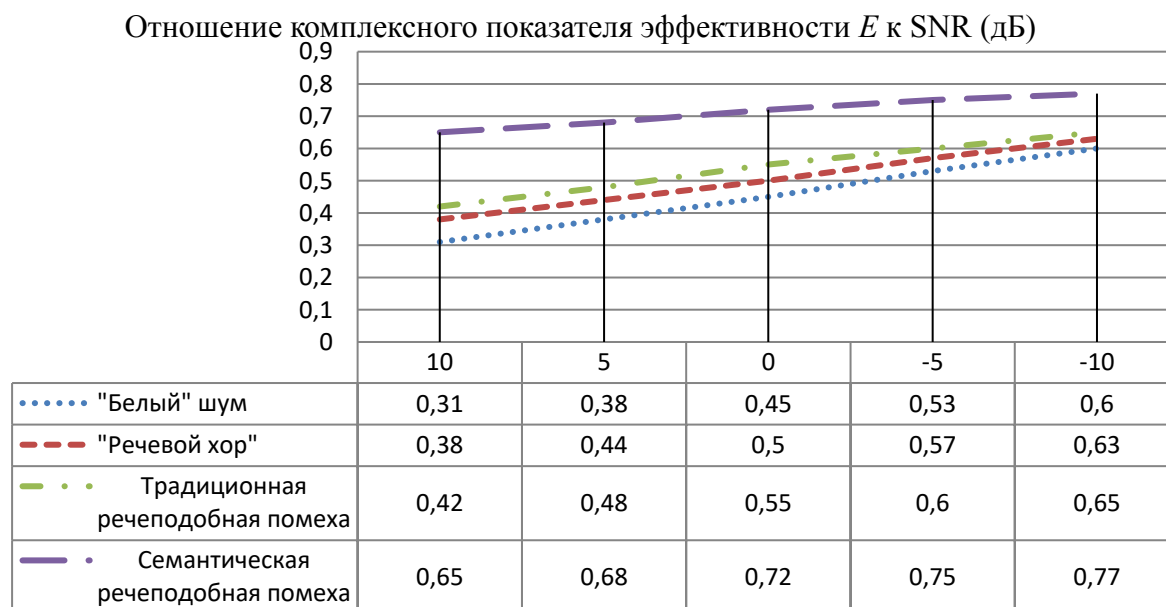


Рис.4. Зависимость комплексного показателя эффективности E от соотношения сигнал/шум для различных типов помех

Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы:

1. эффективность семантической речеподобной помехи остается высокой в широком диапазоне значений SNR (от -10 до +10 дБ), что обеспечивает устойчивость защиты при различных условиях акустической обстановки;

2. при низких значениях SNR (менее 5 дБ) преимущество семантической помехи над традиционными методами несколько снижается, так как основную роль начинает играть акустическая составляющая эффективности, что согласуется с исследованиями [6];

3. при высоких значениях SNR (более +5 дБ) преимущество семантической помехи становится наиболее значительным, что особенно важно для противодействия современным методам акустической разведки с использованием высокочувствительных микрофонов и алгоритмов шумоочистки, как показано в научных работах [7].

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенного исследования разработан и экспериментально обоснован новый семантический подход к формированию акустической речеподобной помехи для защиты речевой информации от современных методов акустической разведки.

Основные результаты работы:

1. выявлены ограничения традиционных методов защиты речевой информации при противодействии системам акустической разведки, использующим контекстный анализ и прогнозирование речевого потока;

2. разработан алгоритм формирования семантической речеподобной помехи, учитывающий не только фонетическую и лингвистическую структуру речи, но и семантические связи между словами, а также контекстные зависимости;

3. проведены экспериментальные исследования, подтверждающие высокую эффективность предложенного подхода. Показано, что использование семантической речеподобной помехи обеспечивает снижение вероятности правильного распознавания ключевых слов на 25-40% и снижение точности восстановления смыслового содержания защищаемой речи на 30-45% по сравнению с традиционными методами при одинаковом соотношении сигнал/шум;

4. разработана математическая модель оценки эффективности речеподобной помехи с учетом семантической составляющей, позволяющая количественно оценивать акустическую, семантическую и контекстную эффективность различных типов помех;

5. на основе предложенной модели проведена сравнительная оценка эффективности различных типов помех. Показано, что семантическая речеподобная помеха обеспечивает повышение комплексного показателя эффективности на 31% по сравнению с традиционной речеподобной помехой и на 60% по сравнению с «белым шумом».

Полученные результаты могут быть использованы для разработки новых и совершенствования существующих систем активной защиты речевой информации от утечки по акустическим каналам, что соответствует современным тенденциям в области информационной безопасности, отмеченным в научных работах [8, 9].

Дальнейшие исследования в данном направлении могут быть связаны:

1. с разработкой адаптивных алгоритмов формирования семантической помехи в реальном времени с учетом динамически изменяющегося контекста защищаемой речи;

2. с исследованием эффективности семантической помехи при противодействии перспективным системам акустической разведки с использованием искусственного интеллекта и глубокого обучения;

3. с интеграцией предложенного подхода с другими методами защиты информации для создания комплексных систем обеспечения безопасности речевой коммуникации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Peters M., Neumann M., Iyyer M., Gardner M., Clark C., Lee K., Zettlemoyer L. Deep Contextualized Word Representations // Proceedings of NAACL. - 2018. - P. 2227-2237.
2. Рыжов А. А., Лобов С.А., Лазарев В.М. Методика защиты речевой информации от утечки по техническим каналам // Специальная техника. - 2014. - № 2. - С. 12-17.
3. Mikolov T., Chen K., Corrado G., Dean J. Efficient Estimation of Word Representations in Vector Space // Proceedings of Workshop at ICLR. - 2013. - P. 1-12.
4. Хорев А. А. Техническая защита информации: учеб. пособие для студентов вузов. В 3-х т. Т. 1. Технические каналы утечки информации. - М.: НПЦ «Аналитика», 2008. - 436 с.
5. Козлачков С. Б. Методология оценки акустической защищенности помещений // Вопросы защиты информации. - 2013. - № 3. - С. 18-23.
6. Devlin J., Chang M., Lee K., Toutanova K. BERT: Pre-training of Deep Bidirectional Transformers for Language Understanding // Proceedings of NAACL-HLT. - 2019. - P. 4171-4186.
7. Бузов Г. А. Защита от утечки информации по техническим каналам: учеб. пособие. - М.: Горячая линия-Телеком, 2005. - 416 с.
8. Vaswani A., Shazeer N., Parmar N., Uszkoreit J., Jones L., Gomez A.N., Kaiser L., Polosukhin I. Attention Is All You Need // Advances in Neural Information Processing Systems. - 2017. - Vol. 30. - P. 5998-6008.
9. Трушин В. А., Рева И.Л., Иванов А.В. Методы и средства оценки эффективности защиты акустической (речевой) информации // Специальная техника. - 2015. - № 5. - С. 23-29.

REFERENCES

1. Peters M., Neumann M., Iyyer M., Gardner M., Clark C., Lee K., Zettlemoyer L. Deep Contextualized Word Representations // Proceedings of NAACL. - 2018. - Pp. 2227-2237.
2. Ryzhov, A. A., Lobov, S. A., Lazarev, V. M. Methods of Protection of Speech Information from Leakage through Technical Channels // Special Equipment. - 2014. - No. 2. - Pp. 12-17.
3. Mikolov T., Chen K., Corrado G., Dean J. Efficient Estimation of Word Representations in Vector Space // Proceedings of Workshop at ICLR. - 2013. - Pp. 1-12.
4. Khorev, A. A. Technical Information Protection: Textbook for University Students. In 3 volumes. Vol. 1. Technical Channels of Information Leakage. - Moscow: SPC «Analytica», 2008. - 436 p.
5. Kozlachkov, S. B. Methodology for Assessing the Acoustic Security of Premises // Information Security Issues. - 2013. - No. 3. - P. 18-23.
6. Devlin J., Chang M., Lee K., Toutanova K. BERT: Pre-training of Deep Bidirectional Transformers for Language Understanding // Proceedings of NAACL-HLT. - 2019. - Pp. 4171-4186.
7. Buzov, G. A. Protection Against Information Leakage Through Technical Channels: Textbook. - Moscow: Hotline-Telecom, 2005. - 416 p.
8. Vaswani A., Shazeer N., Parmar N., Uszkoreit J., Jones L., Gomez A.N., Kaiser L., Polosukhin I. Attention Is All You Need // Advances in Neural Information Processing Systems. - 2017. - Vol. 30. - Pp. 5998-6008.
9. Trushin, V. A., Reva, I. L., Ivanov, A. V. Methods and Tools for Evaluating the Effectiveness of Acoustic (Speech) Information Protection // Special Equipment. - 2015. - No. 5. - Pp. 23-29.

ИССЛЕДОВАНИЕ СИГНАЛОВ КАДРОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ СТАНДАРТА IEEE 802.15.4z-2020

С. Н. Жарков¹, К. Д. Титов^{1,2}

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

²Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Разработана имитационно-статистическая модель кадровой синхронизации систем связи, функционирующих в соответствии со стандартом IEEE 802.15.4z-2020. Исследовано влияние на эффективность обработки длины троичных последовательностей, используемых при кадровой синхронизации. Получены зависимости вероятности пропуска сигнала кадровой синхронизации от отношения сигнал/шум при значениях порога, обеспечивающих вероятность ложной тревоги меньше 10^{-6} , и точность оценки временного положения сигнала кадровой синхронизации меньше 1% от длительности символа. Показано, что увеличение количества нулевых значений в троичных последовательностях может быть использовано в перспективных СШП системах с целью снижения вероятности пропуска сигнала. Установлено, что значения параметров цифровых фильтров передатчика и приемника (коэффициента сглаженности, количества отсчетов на символ) не влияют на характеристики кадровой синхронизации в системах связи стандарта IEEE 802.15.4z-2020.

Ключевые слова: кадровая синхронизация; сверхширокополосный сигнал; стандарт IEEE 802.15.4z-2020; вероятность пропуска сигнала; вероятность ложной тревоги.

STUDY OF FRAME SYNCHRONIZATION SIGNALS OF THE IEEE 802.15z-2020

S. N. Zharkov¹, K. D. Titov^{1,2}

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

²Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia.

Abstract. A simulation and statistical model of frame synchronization of communication systems operating in accordance with the IEEE 802.15.4z-2020 standard is developed. The effect of the length of ternary sequences used for frame synchronization on the processing efficiency is studied. The dependences of the missing probability of a frame synchronization signal on the signal-to-noise ratio are obtained for threshold values that provide a false alarm probability of less than 10^{-6} , and the accuracy of estimating the time position of the frame synchronization signal is less than 1% of the symbol duration. It is shown that an increase in the number of zero values in ternary sequences can be used in promising UWB systems to reduce the missing probability. It is established that the values of the parameters of the digital filters of the transmitter and receiver (smoothing coefficient, number of samples per symbol) do not affect the characteristics of frame synchronization in communication systems of the IEEE 802.15.4z-2020 standard.

Keywords: frame synchronization; ultra-wideband signal; IEEE 802.15.4z-2020 standard; missing probability; false alarm probability.

1. ВВЕДЕНИЕ

Синхронизация является неотъемлемой частью современных цифровых систем радиосвязи [1-8]. При исследовании характеристик алгоритмов цифровой обработки

сигналов в таких системах традиционно предполагается, что синхронизация идеальная и ее влиянием на качество приема можно пренебречь. Подобный подход позволяет без усложнения вычислений получить исходные данные для сравнительного анализа характеристик приёма различных систем связи, используемых в них способов модуляции/демодуляции, кодирования/декодирования и т.д. Однако, в задачах оценки помехоустойчивости систем связи, при воздействии аддитивных, мультипликативных и др. видов помех, вызванных другими источниками сигналов, при распространении в неоднородной среде и т.д., полученные без учета сигнально-кодовых конструкций и алгоритмов синхронизации результаты могут оказаться некорректными, поскольку срыв синхронизации может привести к потере всего пакета данных. Таким образом, задача исследования алгоритмов синхронизации современных систем связи, в особенности сверхширокополосных (СШП), крайне чувствительных к точности синхронизации, обусловленной малыми длительностями сигналов, является актуальной. Полученные результаты могут быть использованы для улучшения эффективности функционирования систем связи за счет повышения точности синхронизации, а также для более адекватной оценки их помехоустойчивости в условиях сложной помеховой обстановки. В настоящей работе выполнен синтез имитационно-статистической модели приёмника одного из видов синхронизации в системах радиосвязи стандарта IEEE 802.15.4z-2020 [5] – кадровой синхронизации, которая позволяет на приемной стороне обнаруживать известные специальные сигналы кадровой синхронизации (СКС), излучаемые передатчиком в начале пакетов с полезными данными, и определять их время прихода. Автокорреляционные свойства СКС позволяют при приеме обеспечить требуемые значения вероятности её правильного обнаружения, а значения вероятностей ложной тревоги и его пропуска свести к минимуму.

2. ОПИСАНИЕ ПРОЦЕДУРЫ КАДРОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

Обнаружение СКС выполняется методом максимального правдоподобия [9-11], применение которого сводится к вычислению корреляции S принимаемых отсчетов опорного сигнала $\{y_m\}$, равного отсчетам СКС $\{s_k\}$, и принимаемой реализации r_k :

$$r_k = \begin{cases} n_k, & (1 \leq k \leq K_1 - 1) \cup (K_2 + 1 \leq k \leq K), \\ s_{k-K_1+1} + n_k, & K_1 \leq k \leq K_2, \end{cases}$$

где k – индекс, обозначающий номер отсчета ($1 \leq k \leq K$, K – максимальное количество отсчетов, $\{n_k\}$ – отсчеты шума в полосе частот приемника; K_1 – номер отсчета принимаемого сигнала, соответствующего приему первого отсчета СКС на фоне шума; K_2 – номер отсчета принимаемого сигнала, соответствующего приему последнего отсчета СКС; $M = K_2 - K_1 + 1$ – длина последовательности отсчетов СКС.

На рис. 1 показана общая структура корреляционного приемника СКС.

В момент времени t_k , соответствующий приему k -го отсчета r_k , корреляция S отсчетов принимаемого сигнала $\{r_k\}$ и опорного сигнала $\{y_m\}$ ($1 \leq m \leq M$), равна

$$C(k) = \sum_{m=1}^M r_{k+m-1} y_m.$$

Для вынесения решения о наличии/отсутствии СКС в принятой реализации значение корреляции $C(k)$ сравнивается с пороговым значением h . Если значение корреляции $C(k)$ превышает заданное пороговое значение (порог) h , то принимается решение о наличии СКС и то, что первый его отсчет был принят в момент времени t_k , иначе выносится решение об отсутствии СКС в принятой реализации.

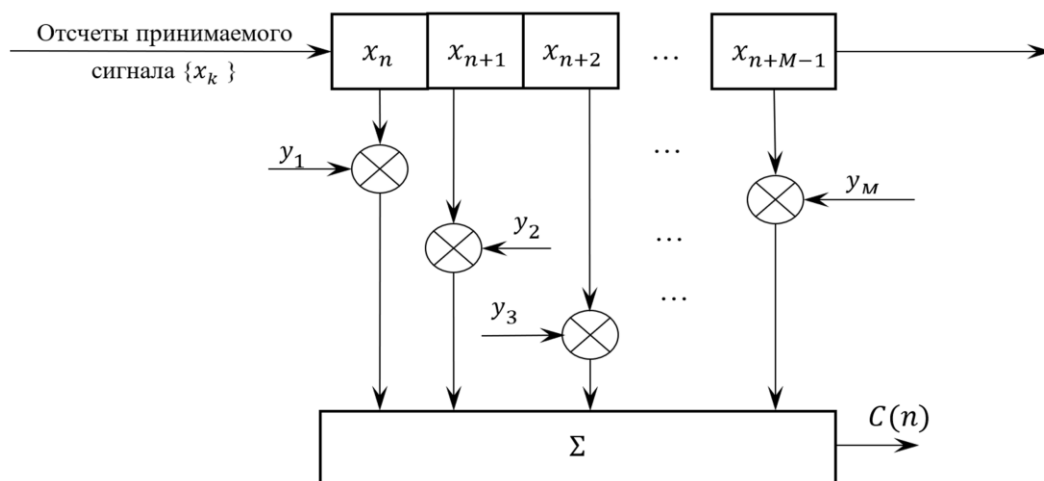


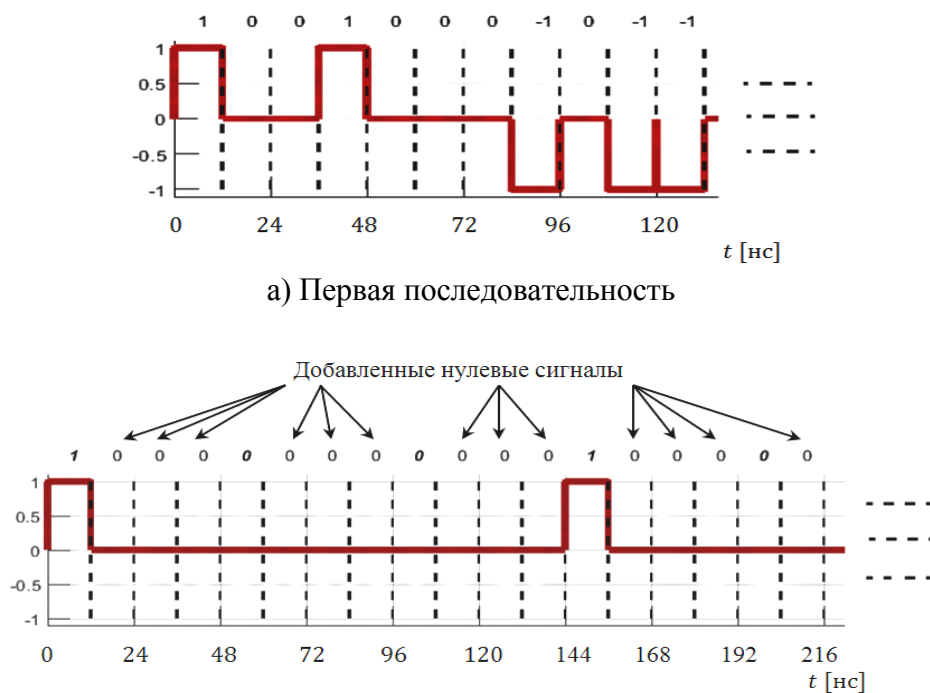
Рис. 1. Общая структура корреляционного приемника.

В системах связи стандарта IEEE 802.15.4z-2020 [5] при формировании СКС используются троичные последовательности, которые формируются следующим образом:

1) выбирается один из восьми вариантов троичной последовательности, определенных стандартом [5];

2) формируется первая последовательность прямоугольных импульсов, соответствующих выбранной троичной последовательности, так что «-» соответствует импульсу с отрицательным единичным значением амплитуды, «0» – импульсу с нулевым значением амплитуды, а «+» – импульсу с положительным единичным значением амплитуды (на рис. 2а показан пример последовательности y_1 , когда амплитуды импульсов принимают значения (-1) , 0 или $(+1)$);

3) формируется вторая последовательность прямоугольных импульсов y_2 , соответствующих q'_9 – последовательности, формируемой добавлением N_0 нулевых сигналов между элементами q_9 (на рис. 2б показан пример последовательности y_2 при $N_0 = 3$);



а) Первая последовательность



б) Вторая последовательность при $N_0 = 3$ (рекомендовано стандартом)

Рис. 2. Пример используемых для формирования СКС последовательностей в СШП системе стандарта IEEE 802.15.4z-2020.

4) каждому прямоугольному импульсу в последовательности y_2 ставится в соответствие формирующий СШП импульс (рис. 3), которым в дальнейшем манипулируется несущий сигнал (данная процедура может быть реализована пропуском отсчетов y_2 через цифровой фильтр Найквиста с импульсной характеристикой, равной формирующему импульсу с 4 отсчетами на символ, аналогично тому, как данная процедура реализуется в системах радиосвязи других стандартов, например, DECT NR, IEEE 802.11ax и др., и последующей обработкой с помощью устройства цифро-аналогового преобразования);

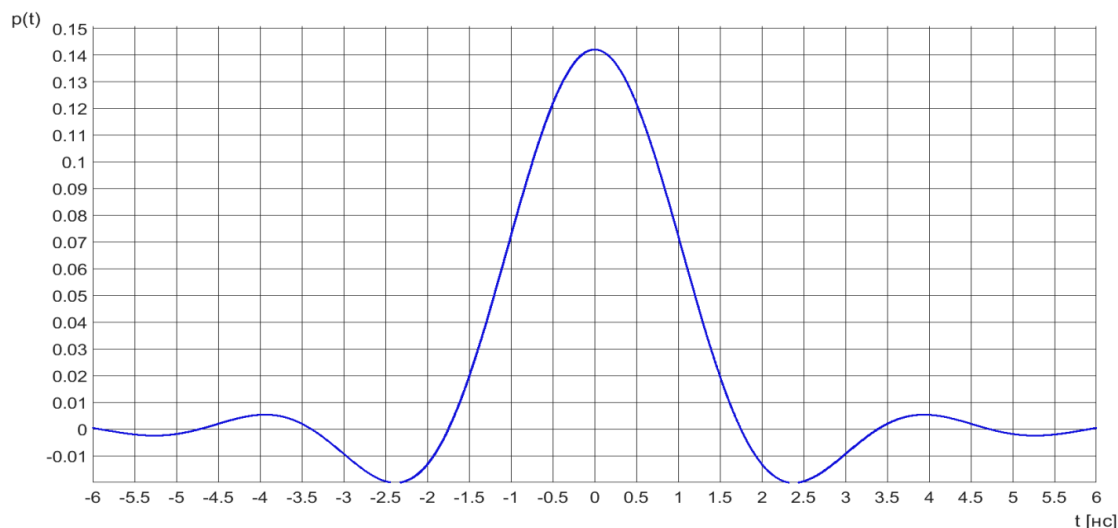


Рис. 3. Формирующий импульс типа «приподнятый косинус».

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ КАДРОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

В интересах исследования параметров СКС, влияющих на эффективность обнаружения, в среде MATLAB была разработана имитационно-статистическая модель, блок-схема которой приведена на рисунке 4.

Модель функционирует следующим образом:

- 1) задаются входные данные, список которых представлен в табл. 1;
- 2) определяется количество элементов в векторе значений отношения сигнал/шум (ОСШ) $vPsPn$ (табл. 1):

$$NvPsPn = \text{numel}(vPsPn),$$

где $\text{numel}()$ – операция определения количества элементов в векторе;

- 3) задается начальное значение индекса i , равное единице (индекс i используется для определения номера троичных последовательностей как i -й строки матрицы $mSync$, см. табл. 1);

- 4) определяются СКС с 4, 16 и 64 добавленными нулями на основе i -й строки матрицы $mSync$:

$$vSync = F_0(mSync(i, :)),$$

где $F_0()$ – функция добавления нулей в троичные последовательности;

- 5) формируются отсчеты СКС $vSyncF$ с помощью модели цифровой фильтрации отсчетов, параметры импульсной характеристики которой заданы в стандарте IEEE 802.15.4z-2020;

- 6) определяется количество отсчетов в векторе $vSyncF$:

$$NvSyncF = \text{numel}(vSyncF);$$

- 7) формируется вектор нулевых отсчетов $vNull$ длиной $3 \times NvSyncF$;

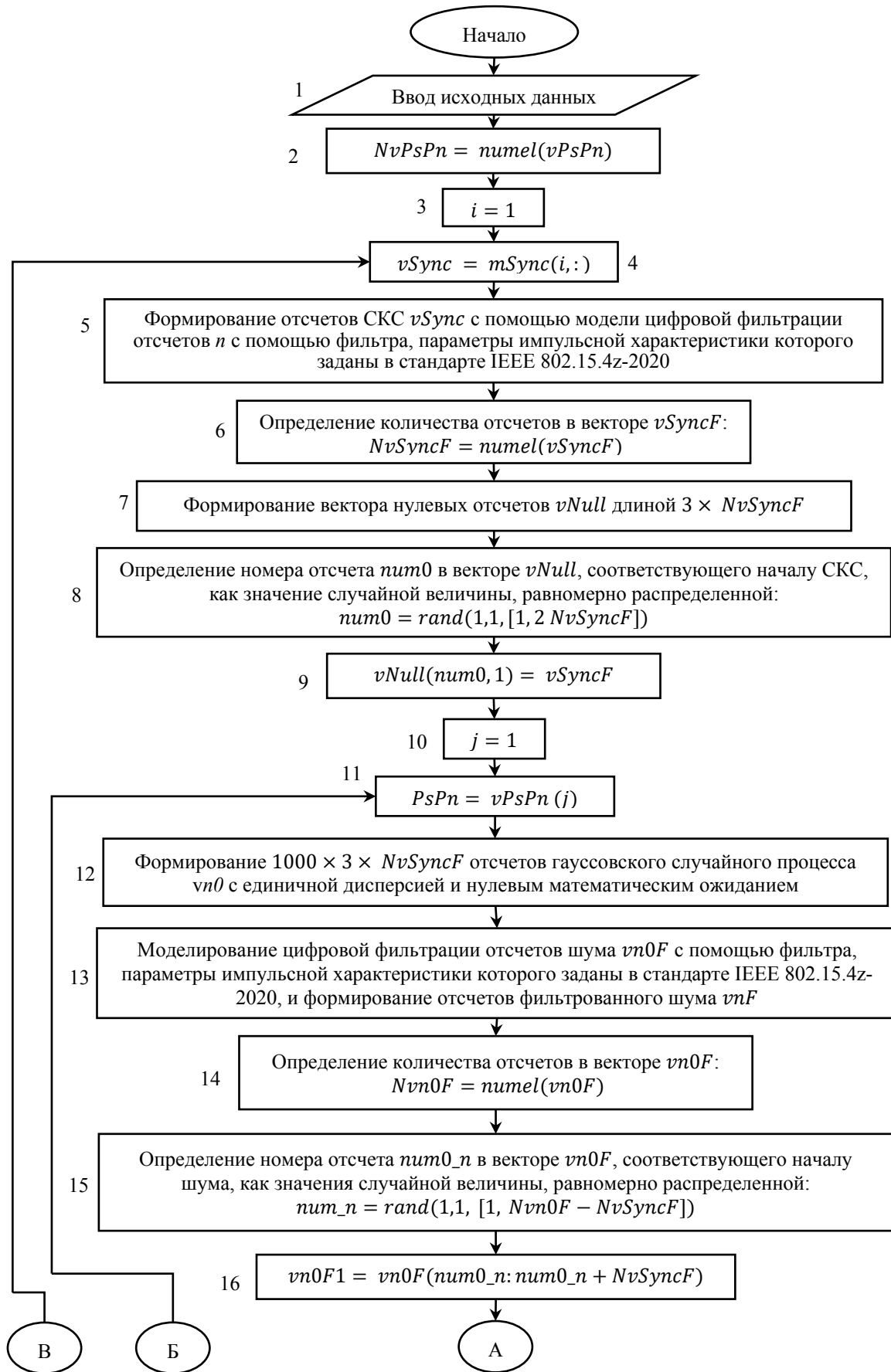


Рис. 4а. Блок-схема моделирования кадровой синхронизации в исследуемых радиосистемах.

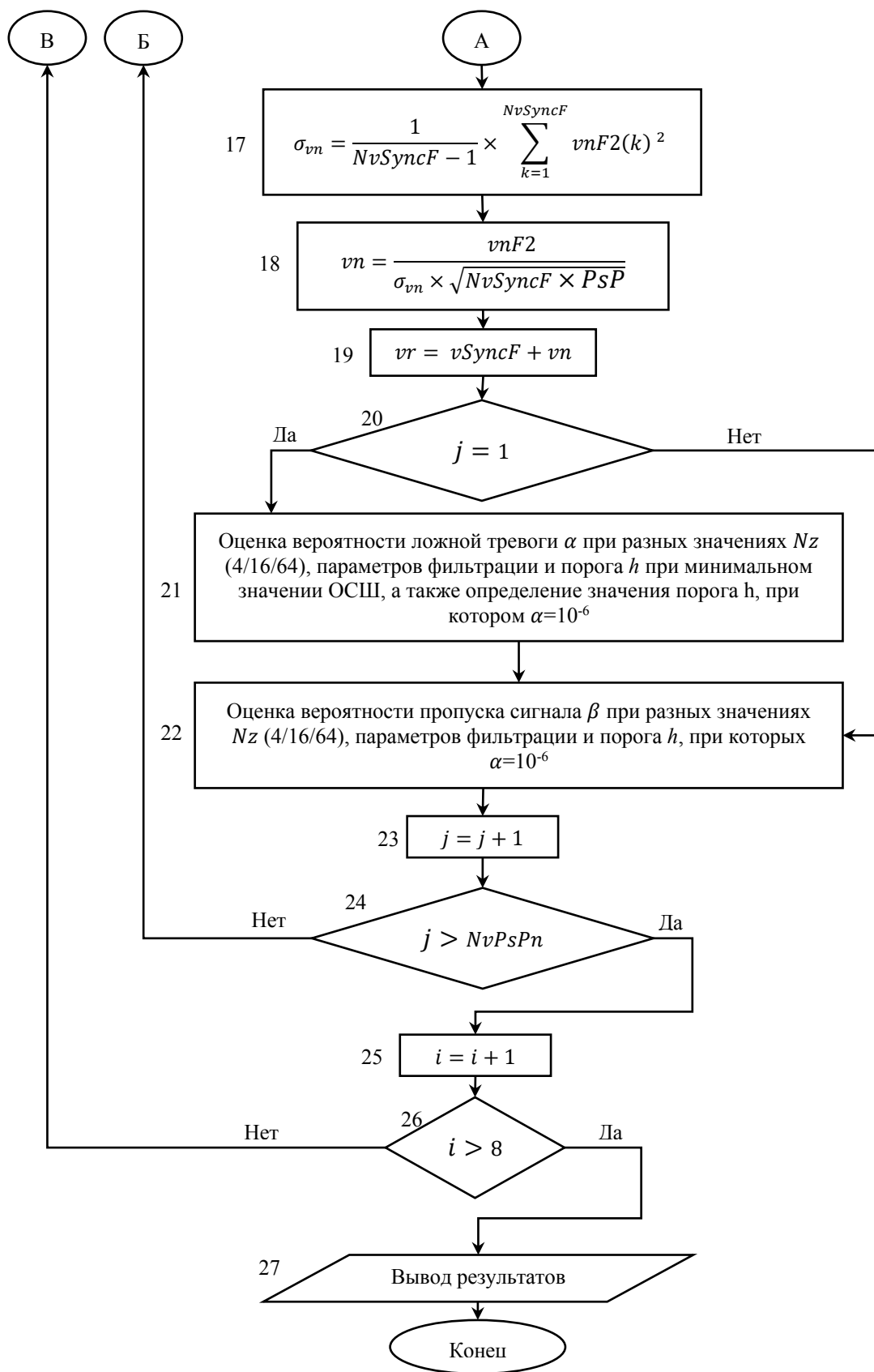


Рис. 46. Блок-схема моделирования кадровой синхронизации в исследуемых радиосистемах (продолжение).

8) определяется номер отсчета $num0$ в векторе $vNull$, соответствующий началу СКС, как значение случайной равномерно распределенной величины:

$$num0 = rand(1,1, [1, 2 \cdot NvSyncF]);$$

9) формируются отсчеты принимаемого шума, аддитивной смеси сигнала и шума:

$$vNull(num0, 1) = vSyncF;$$

10) задается начальное значение индекса j равное единице (индекс j используется для определения значения ОСШ $PsPn$ как j -го элемента вектора $vPsPn$, см. табл. 1);

11) определяется ОСШ как j -й элемент вектора $vPsPn$:

$$PsPn = vPsPn(j),$$

а ОСШ определяется по формуле:

$$PsPn = \frac{1}{\sigma_n^2 N_{CKC}},$$

где σ_n^2 – дисперсия дискретного шума в полосе частот СКС, N_{CKC} – количество отсчетов в СКС с учетом добавленных нулей; мощность СКС устанавливается при моделировании равной единице);

12) формируются $1000 \times 3 \times NvSyncF$ отсчетов гауссовского случайного процесса $vn0$ с единичной дисперсией и нулевым математическим ожиданием;

13) выполняется (путем моделирования) цифровая фильтрация отсчетов шума $vn0F$ с помощью фильтра, параметры импульсной характеристики которого заданы в стандарте IEEE 802.15.4z-2020, и происходит формирование отсчетов фильтрованного шума vnF ;

14) определяется количество отсчетов в векторе $vn0F$:

$$Nvn0F = numel(vn0F);$$

15) определяется номер отсчета $num0_n$ в векторе $vn0F$, соответствующий началу шума, как значения равномерно распределенной случайной величины:

$$num_n = rand(1,1, [1, Nvn0F - NvSyncF]);$$

16) формируются отсчеты шума, воздействующего на прием СКС

$$vn0F1 = vn0F(num0_n : num0_n + NvSyncF - 1);$$

17) вычисляется среднеквадратическое отклонение дискретного шума по формуле:

$$\sigma_{vn} = \frac{1}{NvSyncF-1} \times \sum_{k=1}^{NvSyncF} vnF2(k)^2;$$

18) формируются отсчеты дискретного шума vn с учетом того, что ОСШ равно $PsPn$:

$$vn = \frac{vnF2}{\sigma_{vn} \times \sqrt{NvSyncF \times PsPn}};$$

19) формируются отсчеты принимаемой смеси СКС и шума vr

$$vr = vSyncF + vn;$$

20) если $j=1$ (см. описание шага 10), то выполняются действия шага 21, иначе – 22;

21) оценивается вероятность ложной тревоги α при разных значениях количества добавленных нулей Nz (4/16/64), параметров цифровой фильтрации (коэффициента сглаженности и количества отсчетов на символ) и порога h (значения выбираются из интервала $[0; 0,5]$ при минимальном значении ОСШ $vPsPn(1)$, а также осуществляется определение значения порога h , при котором вероятность $\alpha=10^{-6}$ (количество итераций равно Ne);

22) выполняется оценка вероятности пропуска сигнала β при разных значениях количества добавленных нулей Nz (4/16/64), параметров цифровой фильтрации (коэффициента сглаженности и количества отсчетов на символ) и порога h , при которых вероятность $\alpha=10^{-6}$ (количество итераций равно Ne);

23) индекс j (см. описание шага 10) увеличивается на единицу;
 24) если $j > NvPsPn$, то выполняется шаг 25, иначе – шаг 11;
 25) индекс i (см. описание шага 3) увеличивается на единицу;
 26) если $i > 8$, то выполняется шаг 27, иначе – шаг 4 (8 – количество троичных последовательностей, рекомендованных в стандарте IEEE 802.15.4z-2020);

27) выводятся на экран зависимости вероятности ложной тревоги α от порогового значения h при минимальном значении ОСШ, а также зависимости вероятности пропуска сигнала β при разных номерах троичной последовательности, параметров цифровой фильтрации и значениях порога, при котором обеспечивается вероятность ложной тревоги, равной 10^{-6} или меньше.

Таблица. 1. Входные данные модели кадровой синхронизации в системах радиосвязи

Название параметра		Обозначение параметра	Значение параметра	Комментарий
Матрица элементов СКС		mSync	Строками матрицы являются значения элементов троичных последовательностей, формирующих СКС, заданных в стандарте IEEE 802.15.4z-2020, с добавлением нулей N_z (4/16/64)	
Ширина полосы частот		W	500 МГц	Определено стандартом IEEE 802.15.4z-2020
Параметры цифровой фильтрации	Коэффициент сглаживания импульсной характеристики	A	0,5	
	Количество отсчетов на символ	sps	4	
	Временная задержка фильтра	flen	20	Задается в количестве отчетов
Количество итераций		Ne	10 000	Значение параметра выбрано так, чтобы дисперсия значений оценок искомых вероятностей была меньше 10^{-3}
Время поиска СКС		T	Время поиска СКС выбирается так, чтобы интервал наблюдения был приблизительно 3 раз больше длительности синхронизирующего сигнала	
ОСШ		vSNR	Вектор значений ОСШ с шагом $dPsPn$ ($PsPn1$ – первое значение ОСШ в векторе, $PsPn2$ – второе значение ОСШ в векторе), который задается пользователем в децибелах на милливатт (дБм)	

4. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ КАДРОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ СТАНДАРТА IEEE 802.15.4z-2020

Зависимости вероятностей ложной тревоги и вероятности пропуска СКС в системах связи стандарта IEEE 802.15.4z-2020, полученные согласно алгоритму, блок-схема которого описана в разделе 3, приведены на рисунках 5 и 6 соответственно. Из рис. 5 видно, что увеличение количества нулей в СКС позволяет до 3 раз уменьшить значение минимального порога при фиксированной вероятности ложной тревоги, однако, это существенно повышает объем служебной информации. Из рис. 6 видно, что при использовании троичных последовательностей с добавлением разного количества нулей ($N_z = 4$, $N_z = 16$ и $N_z = 64$) вероятность пропуска сигнала уменьшается при фиксированных значениях ОСШ. Установлено, что значения вероятностей ложной тревоги и пропуска СКС стандарта IEEE 802.15.4z-2020 не зависят от используемого

варианта троичных последовательностей, рекомендованных стандартом [5], значений параметров цифровой фильтрации в передатчике и приемнике, а именно, от количества отсчетов на символ и значений параметра сглаженности импульсной характеристики. Из рис. 6 также видно, что при фиксированном количестве нулей в СКС и вероятности пропуска сигнала, уменьшение значения порога, определяемого вероятностью ложной тревоги, позволяет до нескольких порядков снизить требования к значению чувствительности проектируемого приемника.

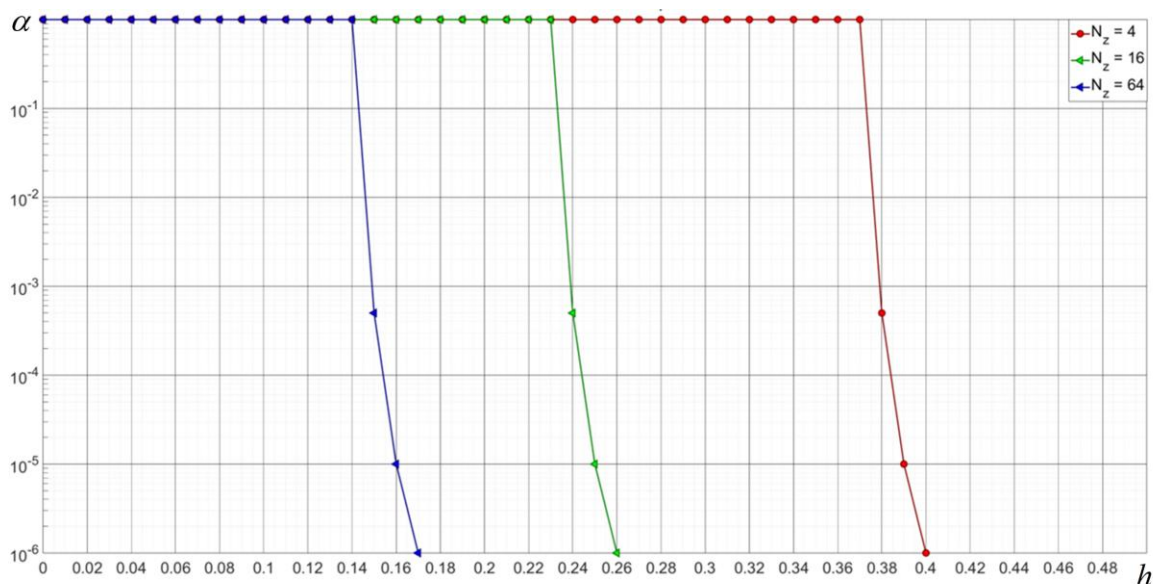


Рис. 5. Зависимость вероятности ложной тревоги α от порога h .

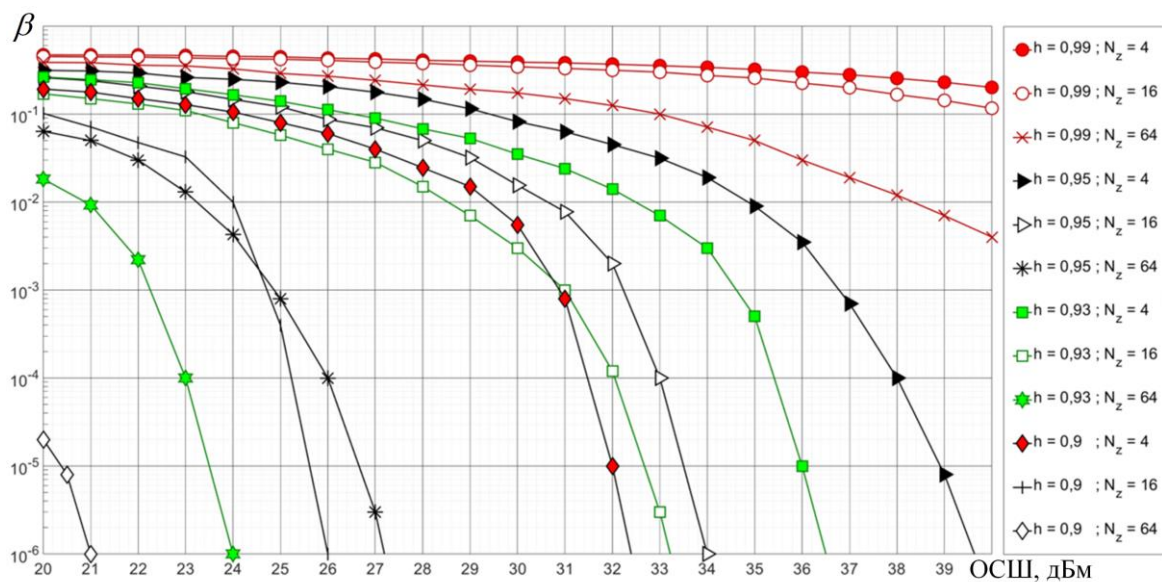


Рис. 6. Зависимость вероятности пропуска сигнала β от ОСШ (при $\alpha=10^{-6}$).

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для исследования длины троичных последовательностей в сигналах кадровой синхронизации стандарта IEEE 802.15.4z-2020 в работе в среде MATLAB проведено имитационно-статистическое моделирование с учетом параметров цифровых фильтров передатчика и приемника. Показано, что увеличение количества нулей в таких последовательностях позволяет снизить вероятность пропуска сигнала при одинаковых

значениях отношения сигнал/шум при значениях порога, обеспечивающих вероятность ложной тревоги, равной или меньше 10^{-6} .

Также было установлено, что значения вероятностей ложной тревоги и пропуска сигнала кадровой синхронизации не зависят от выбранного варианта троичной последовательности, определенной в стандарте IEEE 802.15.4z-2020. При этом значения количества отсчетов на символ и параметра сглаженности цифровых фильтров передатчика и приемника не влияют на значения вероятности ложной тревоги и пропуска сигнала кадровой синхронизации стандарте IEEE 802.15.4z-2020, сформированных на основе троичных последовательностей.

Полученные результаты могут быть использованы для повышения помехоустойчивости СШП средств радиосвязи, функционирующих в соответствии со стандартом IEEE 802.15.4z-2020, а также в других приложениях СШП радиосвязи.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-19-00891, <https://rscf.ru/project/24-19-00891/>.

ЛИТЕРАТУРА

1. 3GPP TS 36.211 Physical channels and modulation // 3rd generation partnership project. Technical specification group radio access network E-UTRA. www.3gpp.org, 21.03.2025.
2. ETSI TS 125 213 v14.0.0 (2017-04). Universal mobile telecommunication system (UMTS). Spreading and modulation (FDD), 2017. – 54 с.
3. IEEE Std 802.11ax 2021 Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 1: Enhancements for High Efficiency WLAN, 2021. – 767 с.
4. ETSI TS 102 658 V2.6.1 (2019-01). Digital Private Mobile Radio (dPMR) using FDMA with a channel spacing of 6,25 kHz, 2019. – 285 с.
5. IEEE Standard Association IEEE 802.15.4-2020. <http://www.ieee.org/ieee/802/15/4>, 21.03.2025.
6. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks IEEE 802.15.4z-2020 – Amendment 1: Enhanced Ultra Wideband (UWB) Physical Layers (PHYs) and Associated Ranging Techniques. <http://www.ieee.org/ieee/802/15/4>, 21.03.2025.
7. Жарков С. Н. Сравнительный анализ алгоритмов кадровой синхронизации // Сборник трудов международной научно-технической конференции «Радиолокация. Навигация. Связь», 2022, Т. 2 – С. 272-282.
8. Зайцев И. В., Жарков С. Н., Титов К. Д. Алгоритм адаптивной кадровой синхронизации в системах сверхширокополосной радиосвязи // Журнал радиоэлектроники (электронный журнал), 2023, № 12.
9. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
10. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. В трех книгах. Кн. 3. М.: Советское радио, 1976. – 288 с.
11. Трифонов А. П., Нечаев Е. П., Парфенов В. И. Обнаружение стохастических сигналов с неизвестными параметрами / Под ред. А. П. Трифонова. Издательство Воронежского государственного университета, 1991. – 246 с.

REFERENCES

1. 3GPP TS 36.211 Physical channels and modulation // 3rd generation partnership project. Technical specification group radio access network E-UTRA. www.3gpp.org, 21.03.2025.

2. ETSI TS 125 213 v14.0.0 (2017-04). Universal mobile telecommunication system (UMTS). Spreading and modulation (FDD), 2017, 54 p.
3. IEEE Std 802.11ax 2021 Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 1: Enhancements for High Efficiency WLAN, 2021, 767 p.
4. ETSI TS 102 658 V2.6.1 (2019-01). Digital Private Mobile Radio (dPMR) using FDMA with a channel spacing of 6,25 kHz, 2019, 285 p.
5. IEEE Standard Association IEEE 802.15.4-2020. <http://www.ieee.org/ieee/802/15/4>, 21.03.2025.
6. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks IEEE 802.15.4z-2020 – Amendment 1: Enhanced Ultra Wideband (UWB) Physical Layers (PHYs) and Associated Ranging Techniques. <http://www.ieee.org/ieee/802/15/4>, 21.03.2025.
7. Zharkov S. N. Comparative analysis of time synchronization schemes for modern communications systems // Proceedings of the XXX International Scientific and Technical Conference "Radar, Navigation, Communications", 2022, Vol. 2 – Pp. 272-282.
8. Zaitsev I. V., Zharkov S. N., Titov K. D. Adaptive frame synchronization algorithm in ultra-wideband radio communication systems // Journal of Radio Electronics, 2023, No. 12.
9. Tikhonov V. I. Optimum signal reception. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1983, 320 p.
10. Levin B. R. Theoretical foundations of radio engineering static, 3rd Ed. Moscow: Radio and communications, 1989, 656 p.
11. A. P. Trifonov, E. P. Nechaev, and V. I. Parfenov, Detection of Stochastic Signals with Unknown Parameters. Voronezh, Voronezh State Univ., 1991, 246 p.

Научное издание

**РАДИОЛОКАЦИЯ,
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ**

Сборник трудов

*XXXI Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 15–17 апреля 2025 г.)*

Т о м 1

Издано в редакции программного комитета

Подписано в печать 20.05.2025. Формат 60×84/16.
Усл. п. л. 24,2. Тираж 40 экз. Заказ 293

Издательский дом ВГУ
394018 Воронеж, пл. Ленина, 10
Отпечатано с готового оригинал-макета
в типографии Издательского дома ВГУ
394018 Воронеж, ул. Пушкинская, 3

Фотография на обложке

Макет прибора для обнаружения и регистрирования электрических колебаний А. С. Попова (СССР, 1970-е).

Фотография предоставлена ЦМС имени А. С. Попова.
<https://www.rustelecom-museum.ru>

О радиоприемнике А. С. Попова

7 (25) мая 1895 г. Александр Степанович Попов на заседании Физического отделения Русского физико-химического общества в Санкт-Петербургском университете провел первую публичную демонстрацию радиоприемника, способного работать кодом Морзе, то есть различать сигналы по длительности. В схеме своего радиоприемника он использовал когерерный индикатор О. Лоджа, усилитель постоянного тока и электрический звонок, который обеспечивал электромеханическую обратную связь и звуковую индикацию сигналов.

Усилитель, в качестве которого использовалось поляризованное телеграфное реле, позволял включать на выходе приемника электрический звонок. Электромеханическая обратная связь обеспечивала автоматическое, синхронное с принимаемыми сигналами, восстановление чувствительности когерентного индикатора. Схема радиоприемника А. С. Попова стала основой для устройств радиосвязи первого поколения.

ISBN: 978-5-92734-269-3



ISBN: 978-5-92734-270-9

