

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ

МАТЕРИАЛЫ
МЕЖДУНАРОДНОЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ

(Республика Беларусь, Минск, 9–10 июня 2026 года)

Минск БГУИР 2026

УДК 004+621.396
ББК 32.973+32.84
И74

Редакционная коллегия:

В. А. Богуш, ректор учреждения образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», д-р физ.-мат. наук, профессор;

Н. И. Листопад, заведующий кафедрой информационных радиотехнологий БГУИР, д-р техн. наук, профессор;

В. Р. Стемпицкий, проректор по научной работе БГУИР, канд. техн. наук, доцент;

Е. Н. Шнейдеров, проректор по учебной работе БГУИР, канд. техн. наук, доцент;

С. В. Гранько, декан факультета радиотехники и электроники БГУИР, канд. техн. наук, доцент;

С. М. Костромицкий, директор УП «Радиотехника» НАН Беларуси, член-корреспондент НАН Беларуси, д-р техн. наук, профессор (по согласованию);

С. В. Козлов, профессор кафедры информационных радиотехнологий БГУИР, д-р техн. наук, доцент;

М. И. Вашкевич, профессор кафедры встраиваемых вычислительных систем БГУИР, д-р техн. наук, доцент;

В. В. Панькова, заместитель декана ИЭФ по учебно-методической работе, старший преподаватель кафедры информационных радиотехнологий БГУИР;

А. Ю. Кашкин, ассистент кафедры информационных радиотехнологий БГУИР;

А. Н. Лыгач, ассистент кафедры информационных радиотехнологий БГУИР;

Е. И. Шкляник, ассистент кафедры информационных радиотехнологий БГУИР

Информационные радиосистемы и радиотехнологии : материалы Междунар. науч.-техн. конф., Респ. Беларусь, Минск, 9–10 июня 2026 г. / редкол.: В. А. Богуш [и др.]. – Минск : БГУИР, 2026. – 332 с.
ISBN 978-985-543-898-5.

Сборник содержит материалы, в которых освещены теоретические и практические вопросы области информационных радиосистем и радиотехнологий. В докладах конференции отражены исследования ученых и специалистов разных направлений радиотехники, радиотехнологий, радиотехнических систем извлечения информации, цифровой обработки сигналов и машинного обучения.

УДК 004+621.396
ББК 32.973+32.84

ISBN 978-985-543-898-5

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2026

СОДЕРЖАНИЕ

СЕКЦИЯ 1

РАДИОТЕХНИКА, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА СВЧ

Белый И.С., Нагорный В.А. Разработка цифрового программно-аппаратного анализатора спектра.....	7
Болотько Т.П. Модели зондов для ближнеполевой микроволновой микроскопии.	15
Волков А. Ю., Оморев Э.Н. Разработка автономной EDGE-системы адаптивного управления освещением на базе ММ-волнового радара в среде HAOS.	18
Губенко В. А., Арипова У. Х. Исследование влияния механических воздействий на работу коаксиальных фидеров.	25
Дмитренко А.А. Современные SDR (software-defined radio) технологии.	27
Дравица В. И., Агафонов А. В., Король И. А. Интеллектуальная информационная система мониторинга товарно-транспортных потоков.	32
Дурович Д.А. Радиопередатчик беспилотного летательного аппарата.	37
Жук Е.В. Программный комплекс для параметрического моделирования и оптимизации GAN/ALGAN HEMT в среде WOLFRAM MATHEMATICA.....	39
Закиров А.Р. Особенности ближней радиолокации в задачах обнаружения скрытых объектов.	46
Игнатенко Д.О. Разработка передатчика радиорелейной линии связи KU-диапазона с квадратурной амплитудной модуляцией QAM-16.	50
Ковалевич Д.А., Седнеков П.К. Автоматическая регулировка усиления в цифровых РЛС.	60
Колос М.С., Дубовик И.А. Фотоника, как перспективное развитие радиотехники и радиолокации.	65
Матюшков А.Л., Жук А. А. Многоканальный антенно-коммутационный тракт для пеленгации источников радиоизлучений в С-диапазоне.....	67
Мурин В.Д., Прокопчик Д.В. Визуализация и анализ математической модели дифракции в специализированной программной среде.	69
Писецкий Ю.В., Вотинов К.А., Дадамухамедова Д.Д. Сравнительный анализ методов измерения эквивалентной изотропно-излучаемой мощности в радиотехнических системах.	71
Побудей Ю.Р., Мартыненко И.Д., Кирильчук В.Б. Исследование реализаций сенсорных транспондеров RFID с пространственным разнесением зон измерения и приема-передачи данных.	75
Побудей Ю.Р., Мартыненко И.Д., Кирильчук В.Б. Применение поляризационной обработки сигналов для повышения помехоустойчивости пассивной сенсорной RFID системы.	80
Рац Р.А. Анализ радиолиний связи с беспилотными летательными аппаратами.	85
Романенко С.Р. Система управления программно-конфигурируемого радиоприемника.	89
Сержантов Я.Ю. 6G: первые концепции — THZ-диапазоны и искусственный интеллект в радиоканале.	93
Цыганкова Е.А. Проектирование структурной схемы следящей системы радиоавтоматики.	98

СЕКЦИЯ 2

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Козубов П.И. Приемник радиоэлектронной разведки с программно-определяемой обработкой сигналов.....	100
Крейдик Е.Л. Уточненные модели оценки пространственной и временной скрытности средств радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты от однопозиционной станции ответных помех.....	105
Нефёдов Д.С., Костромицкий С.М. Исследование метода «сопровождение-до-обнаружения» в специализированной радиолокационной станции обнаружения беспилотных летательных аппаратов.	118
Пальцев В.А., Белоус А.А. Компьютерные модели адаптивных систем пространственно-временной обработки сигнала.	125
Пурус А.О., Голубев А.А. Сравнительный анализ точности извлечения информации о движении в системах на базе микроволновых датчиков RCWL-0516 и обычных PIR-сенсоров.	129
Санько А.А., Басов М.А., Килеев Т.М. Анализ помехозащищенности приёмника спутниковых сигналов построенного по сильно связанной схеме комплексирования.....	131
Цветков Ф.А., Михайловский В.А., Васильев В.В. Моделирование передачи сообщений по базовой части протокола «ОЛИВИЯ» на языке LabVIEW.....	134

СЕКЦИЯ 3

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И МАШИННОЕ ОБУЧЕНИЕ

Abdulazizova Sh. A. Development of an AI-driven smart logistics ecosystem for economic growth in Uzbekistan: theoretical analysis and policy recommendations based on international experience.	140
Abduvaitov A.A., Nizomov S.Kh. Monitoring and forecasting of groundwater levels based on remote sensing.	144
Hojabalkanova S.A., Otuzova B. O. Developing an NLP model for the turkmen language.	148
Артыклыев К.С., Маммедсалыев Р.Р. Виртуальная лабораторная среда как инструмент подготовки специалистов в области кибербезопасности.	150
Ахрамчук П.П. Реализация алгоритма цифровой амплитудной демодуляции в KB SDR-приемнике с использованием аппаратного сопроцессора CORDIC.	153
Быковцев М.О., Фролов И.И. Автоматизированная сортировка аккумуляторов NICD/NIMH на основе рентгеновских признаков и машинного обучения.....	156
Дубовик И. А., Зайцев И. А., Козлов С. В. Радиолокационный пеленгатор на базе антенной решетки с подрешетками и комбинированной искусственной нейронной сети.	165
Дубовик И. А., Зайцев И. А., Козлов С. В. Результаты исследования эффективности радиолокационного пеленгатора на базе антенной решетки с подрешетками и комбинированной искусственной нейронной сети.....	171
Зайцев Д.А., Турончик Ю.Е., Лагуцкий И.А., Данилевич Д.С. Применение метода активной защиты для снижения фоновой скорости счёта и минимальной измеряемой активности радиометра альфа- и бета-излучения.....	181
Зверуго А.О. Линейная обработка сигналов и её оптимизация методами машинного обучения.	184
Зверуго А.О. Обработка изображений как вид 2D цифрового сигнала.	186

Йулдошев Ж.Ф. Разработка распределённой акустической MESH-системы мониторинга утечек на промышленных объектах с использованием микроконтроллеров ESP32.....	187
Коньков Д. А. Сравнительный анализ методов обнаружения аномалий в мультисенсорных временных рядах транспортного мониторинга.....	191
Летун В.И. Интеграция ИИ-ассистированных средств в многоуровневую архитектуру информационного противодействия.	195
Мамаев А.С. Сравнительный анализ методов взвешенной агрегации экспертных мнений для задач выбора антенных систем.....	201
Мамедсалиев Р. Р., Артыклыев К. С. Повышение скорости обучения глубоких нейросетей с помощью добавления квантовых слоев.....	203
Мацевич Е.Д, Яковлева Д. М, Филимонова А. Ф. Применение искусственного интеллекта в складском хозяйстве и логистике.	210
Нестеренков С.Н., Асепков Д.И. Применение алгоритмов машинного обучения для персонализации товарных рекомендаций в мобильных торговых системах.	212
Перхова А.М., Чигилинский В.И. Виртуальный осциллограф с интеллектуальным подсказчиком: применение методов машинного обучения для анализа сигналов в инженерном образовании.....	214
Пилипенко А.О., Швед С.А. Обучение модели 1D-CNN для классификации состояний радиоканала и выявления RF-JAMMING.....	216
Пилипенко А.О., Швед С.А. Применение одномерных сверточных нейронных сетей для распознавания аномалий беспроводного канала связи в условиях сильных радиопомех.	222
Симончик В.В., Шарак Д.С., Свиридо Д.В. Виды искусственного интеллекта для решения задач управления в системе противовоздушной обороны.	224
Солонович М.А., Юнциц Е.И., Игнатенко А.А. Применение локальной модели для детектирования аномалий в журналах событий системы.	227
Тагангылыджов И.Г., Клычев А.А. Обеспечение информационной безопасности в социальных сетях: комплексный подход на основе методов цифровой обработки сигналов.	232
Фурман Т.С., Макатов Е.К. Адаптивная система чат-бота, оценивающая уровень угрозы в режиме реального времени.	236
Чумаков О.А., Хаджинов Д.А. Двухуровневая система управления беспилотным роботом-автопилотом.	239
Shamiev M. O., Trofimov A. G. Early detection of dam instability risk using a CNN–BiGRU model.	241
Шевченко А.О., Зубарев М.И. Разработка WEBRTC-приложения для видеосвязи 1:1 с текстовым чатом и общей графической доской на базе SPRING BOOT с элементами цифровой обработки сигналов и машинного обучения.....	243
Юров М.Д. Искусственный интеллект в кибербезопасности.	247
Юров М.Д. Искусственный интеллект для распознавания музыки.....	249

СЕКЦИЯ 4

РАДИОТЕХНОЛОГИИ И ИХ ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА

Muradov M. M. U. Analysis of factors affecting the reliability of telecommunication infrastructures.	251
Muradov M. M. U. Comparative analysis of energy consumption prediction algorithms in telecommunication infrastructure.	253
Агеева К.Д. Самоорганизующаяся децентрализованная сеть передачи данных флота гидроразрыва пласта.	256
Андрейчук А.О. Программно-конфигурируемое устройство и переключаемая поляризационно-разнесенная антенная система для повышения эффективности сбора энергии WI-FI в устройствах интернета вещей.	258
Врублевский И.А., Каваленка Д.А., Муратова Е.Н., Мошников В.А., Бессонов В.Б. Применение графитоподобных аморфных углеродных плёнок в датчиках рентгеновского излучения.	264
Кабин М.В. Сверхпроводниковые компоненты как элементная база квантовых радиосистем СВЧ-диапазона.	266
Клычев А.А., Тагангылыджов И.Г. Оптимизированная модель сетевой архитектуры умного города для обеспечения его кибербезопасности.	270
Ковалевич Д.А., Калиновский Д.В. Методика выбора конструкции электрических фильтров.	275
Лавшук О.А., Листопад Н.И. Тестирование сети с использованием адитивной свертки на телекоммуникационном оборудовании.	283
Митюхин А.И., Урбанович П.П. Использование квадратично-вычетной конструкции кода для передачи информации в канале Вайнера.	288
Мордачев В.И., Синькевич, Е.В. Ционенко Д.А., Свистунов А.С., Шакинко И.В., Ахрамович А.В., Кулик С.О. Технологии и средства системного анализа электромагнитной совместимости и электромагнитной защиты.	294
Набока Е.Н., Мамаев А.С. Разработка модели знаний экспертной системы для оценки технического уровня радиоприёмного устройства.	301
Наумов О.О., Мамаев А.С. Продукционная экспертная система оценки защищённости терминалов отображения информации в составе радиотехнических комплексов.	303
Нестеренков С.Н., Кротюк И.М. Сравнительный анализ помехоустойчивости беспроводных протоколов связи (ZIGBEE, BLE, WI-FI) в условиях высокоинтенсивных электромагнитных помех внутри зданий.	305
Нестеренков С.Н., Шоть К.С. Анализ и сравнительная оценка протоколов MQTT, COAP и HTTP в IOT-системах.	307
Ошмяна Т.В. Динамическое моделирование информационного взаимодействия в тактическом звене управления с учетом радиоэлектронного подавления.	309
Рольщикова Н.А., Мамаев А.С. Продукционная модель экспертной системы для контроля защищённости канала управления БПЛА в контейнерной среде.	315
Тимошенко В.А., Дубовик И.А. Система раннего оповещения налёта беспилотных летательных аппаратов FALCON EYE.	317
Хмарский П.А., Артемьев В.М., Наумов А.О. Информационные радиотехнологии топографического мониторинга ионосферы по сигналам спутниковых систем.	319
Чжо Хинн Аунг, Листопад Н.И. Моделирование навигационных GPS и ГЛОНАСС сигналов.	327

УДК 621.317.75:004.31

РАЗРАБОТКА ЦИФРОВОГО ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО АНАЛИЗАТОРА СПЕКТРА

И.С. БЕЛЫЙ, В.А. НАГОРНЫЙ

*Южный Федеральный Университет
(г. Ростов-на-Дону-Таганрог, Россия)*

E-mail: ibelyi@sfedu.ru, nagornyi@sfedu.ru

Аннотация. В данной работе рассматривается возможность создания цифрового анализатора спектра с использованием микроконтроллерной платформы *Raspberry Pi Pico*. Рассматриваются основные принципы функционирования анализатора спектра, а также особенности его программно-аппаратной реализации. Показано, что применение данной платформы позволяет разработать недорогой и достаточно функциональный прибор, который может использоваться в учебных целях, при проведении лабораторных исследований и в радиолюбительской практике.

Abstract. This paper examines the possibility of developing a digital spectrum analyzer based on the *Raspberry Pi Pico* microcontroller platform. The fundamental operating principles of a spectrum analyzer, as well as the features of its hardware and software implementation, are discussed. It is shown that the use of this platform makes it possible to create an inexpensive and sufficiently functional device suitable for educational purposes, laboratory research, and amateur radio applications.

Введение

Анализатор спектра представляет собой электронное устройство, предназначенное для изучения частотных характеристик электрических сигналов. С его помощью можно определить состав спектра сигнала, а также оценить амплитуды отдельных частотных компонентов. Современные промышленные анализаторы спектра относятся к категории сложных высокоточных измерительных приборов, стоимость которых может достигать значительных величин. Это связано с использованием высококачественных аналоговых трактов, высокой скоростью обработки данных, широким диапазоном рабочих частот и специализированным программным обеспечением. По этой причине подобное оборудование часто оказывается малодоступным для учебных организаций, радиолюбителей и индивидуальных разработчиков. В настоящее время развитие микроконтроллерной техники позволяет выполнять базовые задачи спектрального анализа с использованием недорогих вычислительных платформ. Одним из таких решений является микроконтроллер *RP2040*, применяемый в плате *Raspberry Pi Pico*. В данной работе рассматриваются особенности построения анализатора спектра на основе этой платформы, его структура и основные принципы функционирования.

Структурная схема устройства и описание работы

На рисунке 1 приведена структурная схема устройства. В состав устройства входят следующие функциональные узлы:

- входной аналоговый тракт;
- аналоговый коммутатор *TS5A23157*;
- синтезатор частоты *SI5351*;
- формирователь управляющих сигналов на *SN74LVC74A*;
- квадратурный преобразователь частоты на *FST3253*;
- фильтры нижних частот на *NE5532P*;
- преобразователь питания *ICL7660S*;
- микроконтроллерная плата *Raspberry Pi Pico*.

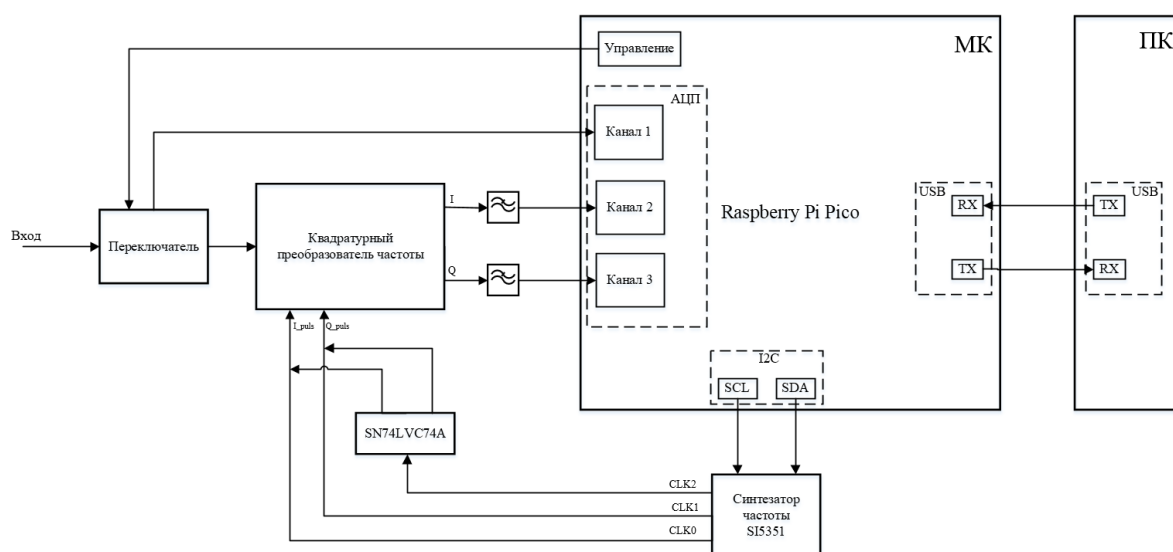


Рис. 1. Структурная схема анализатора спектра

Работа устройства начинается с подачи исследуемого аналогового сигнала на входной разъём. Далее сигнал поступает во входной тракт, где выполняется его предварительная подготовка. На этом этапе может осуществляться развязка по постоянной составляющей, ограничение амплитуды и согласование уровня сигнала с последующими узлами схемы.

После входного тракта сигнал поступает на аналоговый коммутатор *TS5A23157*. Данный узел используется для выбора пути прохождения сигнала. Если анализируемый сигнал находится в низкочастотной области и может быть непосредственно оцифрован встроенным АЦП микроконтроллера, он может быть направлен в тракт прямой оцифровки. Если же частота сигнала превышает возможности прямой оцифровки, сигнал направляется в тракт понижающего квадратурного преобразования.

В режиме понижающего преобразования сигнал поступает на ключевой квадратурный преобразователь частоты, реализованный на *FST3253*. Эта микросхема выполняет роль управляемого аналогового ключа. Переключение её каналов происходит под действием цифровых управляющих сигналов, формируемых на основе сигнала гетеродина. В результате входной сигнал периодически коммутируется таким образом, что на выходе преобразователя образуются две низкочастотные составляющие: *I* и *Q*.

Частота преобразования задаётся синтезатором *SI5351*. Микроконтроллер *Raspberry Pi Pico* по интерфейсу *I2C* передаёт в *SI5351* настройки требуемой частоты. Синтезатор формирует тактовый сигнал, который далее поступает на логическую микросхему *SN74LVC74A*. Использование триггеров позволяет получить управляющие сигналы с более низкой частотой для работы квадратурного преобразователя от 1 до 6 МГц.

Именно эта составляющая используется для дальнейшей оцифровки и анализа. Например, если на вход поступает сигнал с частотой 550 кГц, а частота гетеродина установлена равной 500 кГц, то после преобразования полезная составляющая будет находиться на частоте 50 кГц. Такой сигнал уже может быть корректно обработан встроенным АЦП микроконтроллера.

На выходе *FST3253* присутствуют не только полезные низкочастотные составляющие, но и высокочастотные продукты коммутации. Поэтому после квадратурного преобразователя устанавливаются фильтры нижних частот. Фильтры подавляют суммарную частотную составляющую, остатки сигнала гетеродина и коммутационные выбросы, оставляя только полезную полосу сигнала.

Так как устройство формирует два квадратурных канала, фильтры нижних частот выполняются отдельно для канала *I* и канала *Q*. При этом параметры обоих фильтров должны быть одинаковыми. Это необходимо для сохранения баланса амплитуд и фаз между синфазной и квадратурной составляющими. Нарушение симметрии каналов может привести к искажению спектра при дальнейшей цифровой обработке.

Для корректной работы операционных усилителей используется двухполярное питание. Положительное напряжение питания поступает от общей системы питания устройства, а отрицательное формируется с помощью преобразователя *ICL7660S*. Такое решение позволяет питать аналоговые каскады

от положительного и отрицательного напряжений, что упрощает обработку переменных сигналов и повышает удобство построения активных фильтров.

После фильтрации сигналы I и Q поступают на входы АЦП *Raspberry Pi Pico*. Микроконтроллер выполняет оцифровку двух каналов, формирует поток цифровых отсчетов и передает данные на персональный компьютер через *USB*. На стороне ПК выполняется дальнейшая цифровая обработка. [1-4]

Описание программной части

Алгоритм передачи данных с микроконтроллера в ПК был взят из проекта «Реализация алгоритмов цифровой обработки сигналов на основе платы *Raspberry Pi Pico*». [5]

Для разработки программного обеспечения был выбран язык программирования *Python*. [6]

В ходе разработки использовались библиотеки:

NumPy;

SciPy;

Matplotlib.

Программное обеспечение состоит из двух основных частей:

модуля спектрального анализа;

графического интерфейса пользователя.

Модуль анализа выполняет:

- 1) прием буфера данных;
- 2) вычисление спектра;
- 3) усреднение спектральных оценок;
- 4) вычисление мощности сигнала.

Графический интерфейс обеспечивает:

- 1) отображение спектра;
- 2) отображение водопада спектра;
- 3) управление параметрами анализа;
- 4) выбор метода обработки.

При обработке квадратурных сигналов возможно возникновение временного рассогласования между каналами I и Q . Для компенсации дробной задержки использовалась интерполяция на основе фильтра Фэрроу. [7]

Кубическая интерполяция позволяет восстанавливать промежуточные значения сигнала и выполнять временной сдвиг на дробную величину периода дискретизации.

Применение фильтра Фэрроу обеспечивает:

- 1) выравнивание I/Q каналов;
- 2) уменьшение фазовой ошибки;
- 3) улучшение подавления зеркального канала;
- 4) повышение точности спектрального анализа.

Реализованы 2 режима работы:

- 1) Режим «Стробоскоп», при котором задействован только один канал АЦП микроконтроллера;
- 2) Режим «Гетеродин», при котором осуществляется преобразование частоты с помощью квадратурного преобразователя частоты и задействованы 2 канала АЦП микроконтроллера.

Режим «Стробоскоп» предназначен для анализа сигналов до 1 МГц в различных зонах Найквиста.

При работе в данном режиме:

- 1) выполняется отображение спектра сигнала;
- 2) поддерживается выбор зоны Найквиста;
- 3) реализуется перестройка частотной шкалы.

Стробоскопический режим позволяет анализировать сигналы с частотами выше половины частоты дискретизации.

Режим «Гетеродин» реализует перенос спектра относительно частоты локального генератора f_{LO} .

В данном режиме:

- 1) отображается спектр относительно частоты гетеродина f_{LO} ;
- 2) используется комплексное представление сигнала;
- 3) поддерживается отображение полосы ± 100 кГц.

Режим гетеродина позволяет исследовать узкополосные сигналы в выбранном диапазоне частот.

В программном обеспечении реализованы два метода анализа: БПФ и метод Уэлча.

Пользователь может выбрать необходимый метод анализа с помощью элементов графического интерфейса. Основным является метод спектрального анализа Уэлча. Также для уменьшения флуктуаций спектра реализовано экспоненциальное усреднение спектральной плотности мощности.

Метод Уэлча применяется для оценки спектральной плотности мощности сигнала.

Суть метода заключается в разделении сигнала на несколько перекрывающихся сегментов, вычислении спектра для каждого сегмента и последующем усреднении результатов. [8]

Использование метода Уэлча позволяет:

уменьшить дисперсию спектральной оценки;

снизить влияние шумов;

получить более сглаженный спектр.

В программном обеспечении анализатора метод Уэлча реализован совместно с возможностью выбора оконной функции.

Графический интерфейс, реализованный с использованием библиотеки *Matplotlib*, приведен на рисунке 2.

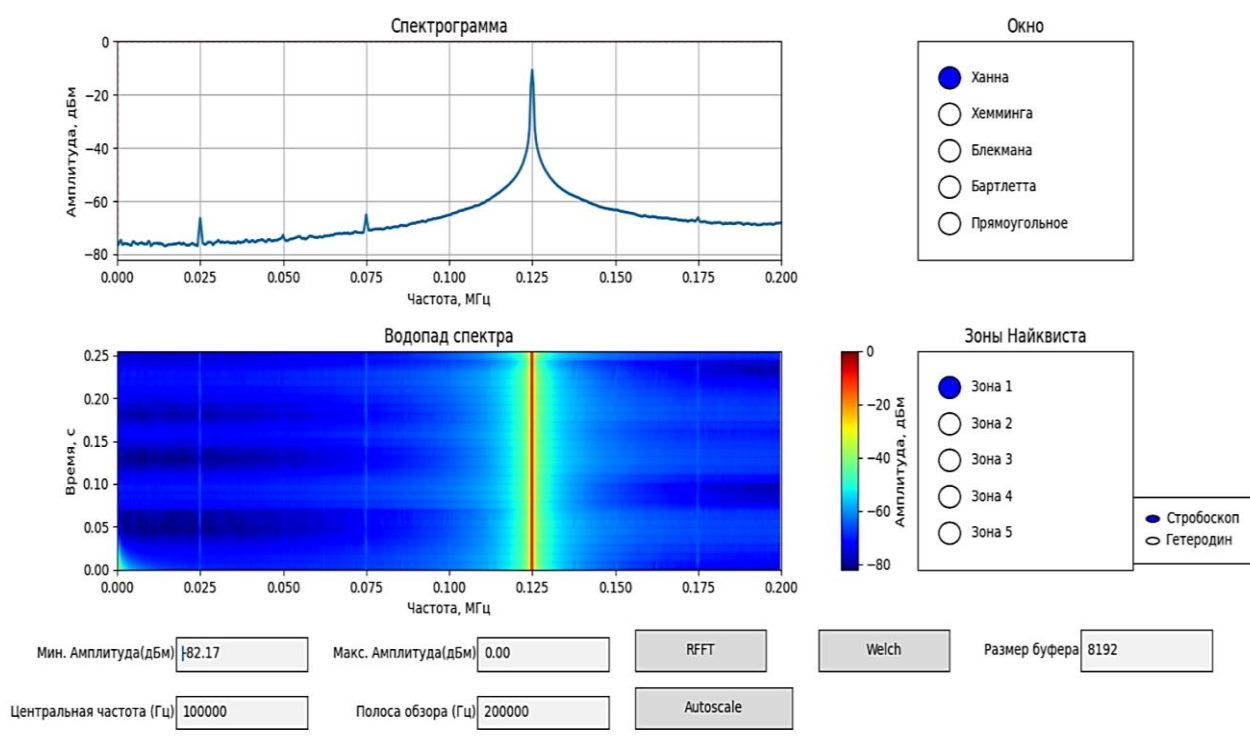


Рис. 2. Графический интерфейс анализатора спектра

Интерфейс включает:

- 1) график спектра;
- 2) водопад спектра;
- 3) элементы управления;
- 4) автоматическое масштабирование.

Пользователь может:

- 1) изменять размер буфера;
- 2) выбирать оконную функцию;
- 3) переключать методы анализа;
- 4) задавать параметры отображения;
- 5) изменять режим работы анализатора.

Экспериментальные исследования

В ходе экспериментов выполнялся анализ гармонических сигналов различной частоты. Результаты приведены на рисунках 3 – 8.

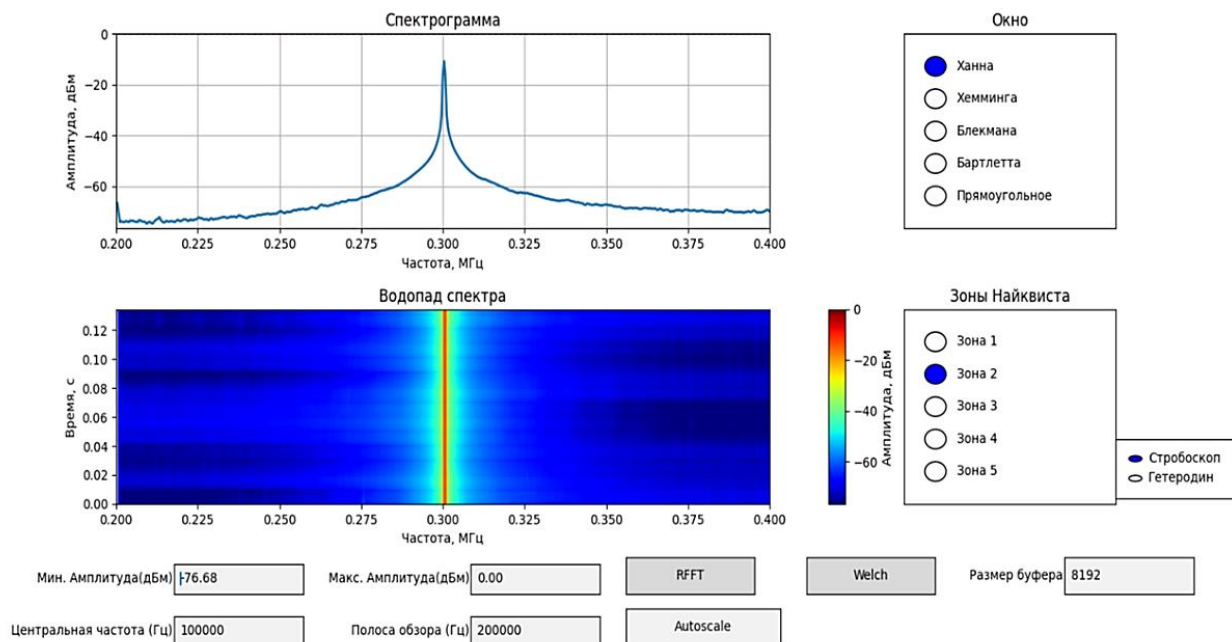


Рис. 3. Спектр синусоиды с частотой 300 кГц

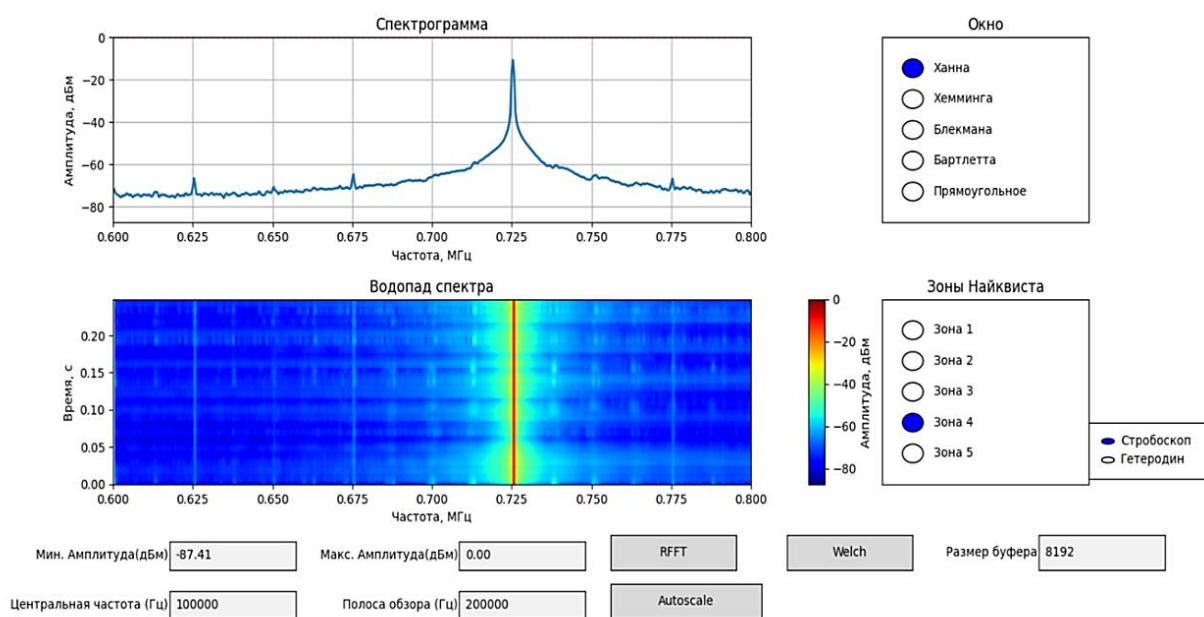


Рис. 4. Спектр синусоиды с частотой 725 кГц

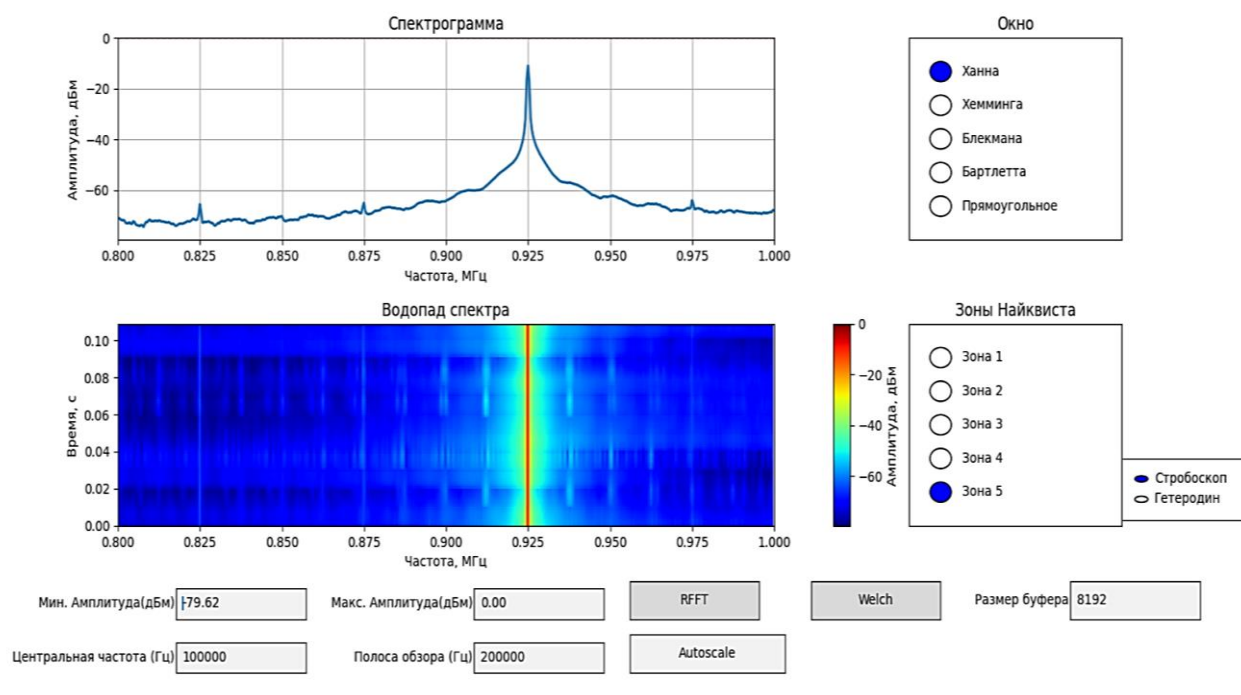


Рис. 5. Спектр синусоиды с частотой 925 кГц

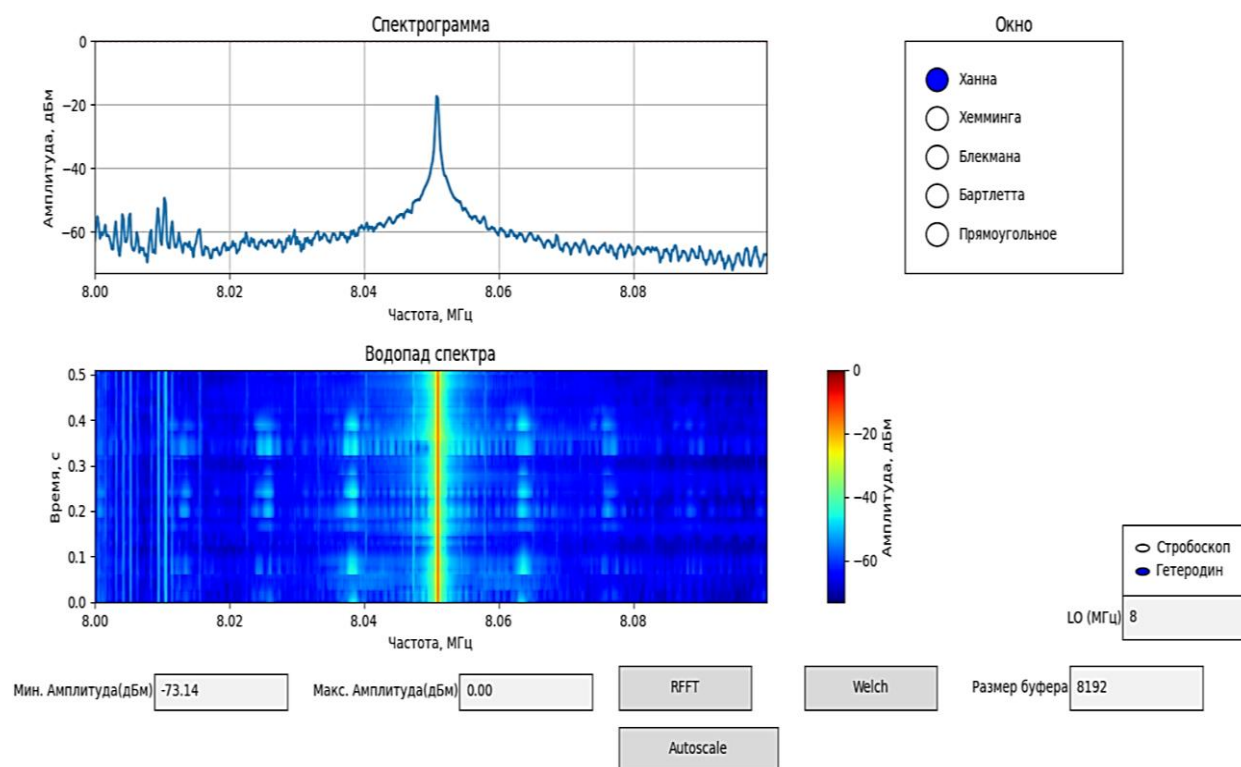


Рис. 6. Спектр синусоиды с частотой 8,05 МГц

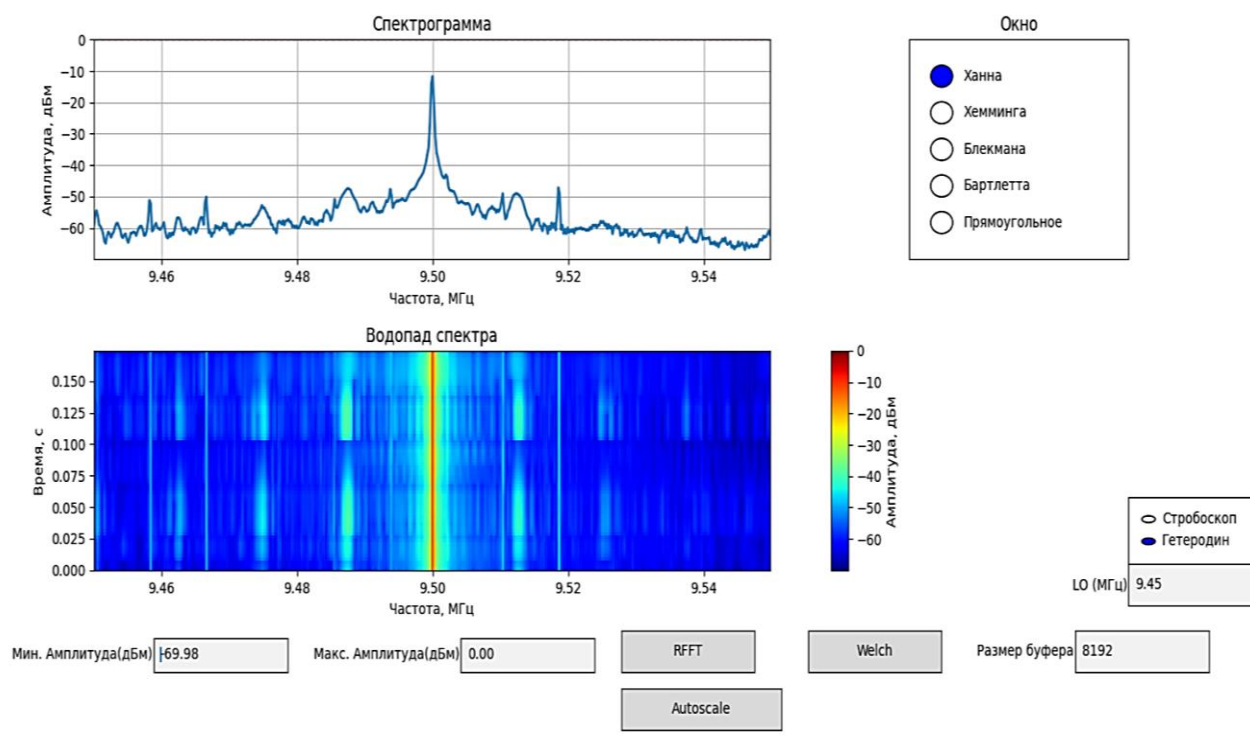


Рис. 7. Спектр синусоиды с частотой 9,5 МГц

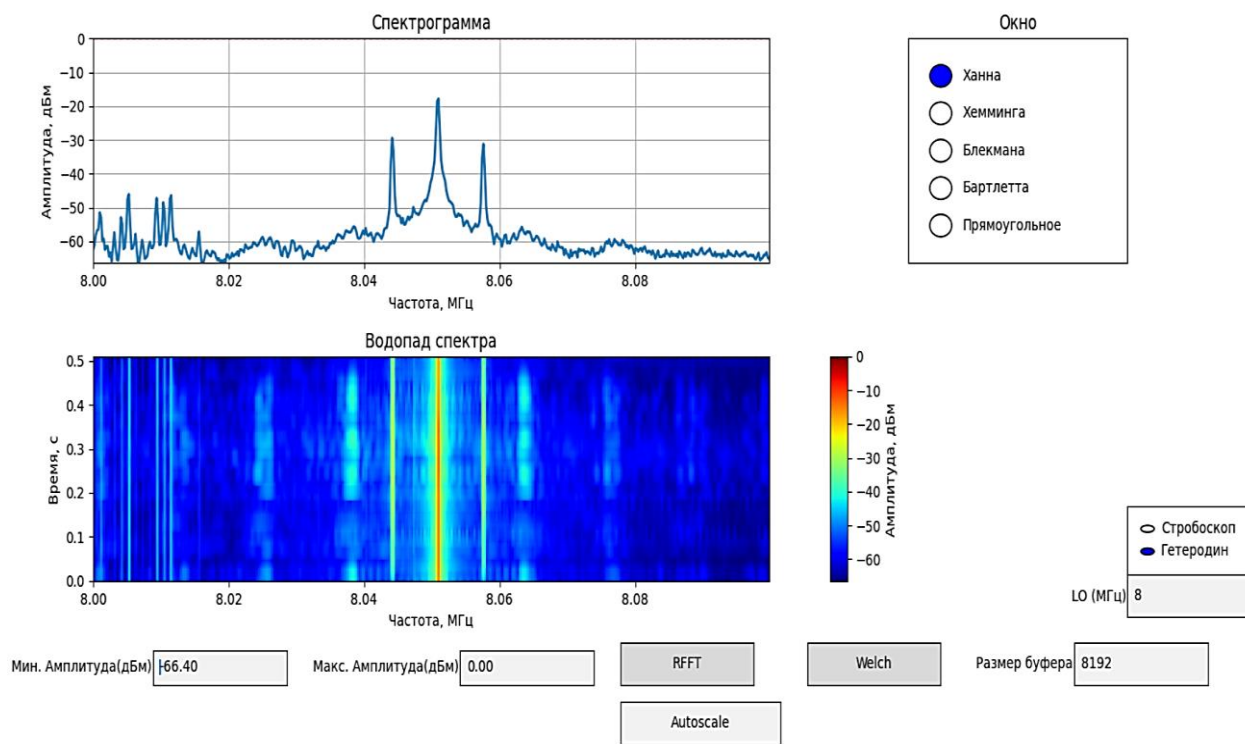


Рис. 8. Спектр АМК (несущая частота 8,051 МГц, модулирующая – 5 кГц)

Программное обеспечение успешно обеспечивает:

Секция 1 «Радиотехника, антенны и устройства СВЧ»

- 1) отображение спектра в реальном времени;
- 2) построение водопада спектра;
- 3) динамическое изменение параметров анализа;
- 4) переключение между режимами обработки.

Экспериментальные результаты подтвердили работоспособность разработанного программно-аппаратного комплекса.

В режиме «Гетеродин» в начальной области спектра наблюдаются выраженные паразитные составляющие, обусловленные побочными продуктами синтезатора частоты *SI5355*. Для уменьшения влияния данных артефактов в дальнейшем планируется реализация алгоритма калибровки и компенсации спектральных искажений

Технические характеристики:

Диапазон рабочих частот: 300 Гц...100 МГц;

Полоса обзора: 200 кГц;

Разрешающая способность: 300 Гц.

Заключение

В данной работе был разработан программно-аппаратный анализатор спектра на основе платы *Raspberry Pi Pico*. Реализованная система способна эффективно анализировать сигнал в реальном времени, обеспечивая визуализацию спектра. Аппаратная часть построена на базе доступного микроконтроллера и минимального числа компонентов, что позволяет обеспечить низкую себестоимость устройства. Разработанный анализатор спектра может быть использован для учебных экспериментов, отладки радиотехнических схем, а также в качестве компактного и доступного инструмента для измерений в лабораторных условиях. В дальнейшем планируется добавить алгоритм калибровки и зарегистрировать программное обеспечение в качестве программы для ЭВМ.

Список использованных источников

1. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов М.: Радио и связь, 1986
2. Цветков Ф.А., Терешков В.В. Комплексные сигналы в радиотехнических устройствах передачи и приема информации: учебное пособие. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2015
3. Хоровиц, П. Искусство схемотехники: в 3 т. / П. Хоровиц, У. Хилл; пер. с англ. — 4-е изд., перераб. и доп. — М.: Мир, 1993.
4. *Tayloe, D. Ultra Low Noise, High Performance, Zero IF Quadrature Product Detector and Preamplifier* [Электронный ресурс] / D. Tayloe. — [Б. м.]: [б. и.], [б. г.]. — 12 р.
5. Проект «Реализация алгоритмов цифровой обработки сигналов на основе платы *Raspberry Pi Pico*» [Электронный доступ] <https://gitflic.ru/project/aamaryev/rpi-pico-for-dsp> (дата обращения 05.03.2026 г.)
6. М. Доусон, Программирование на *Python* для начинающих, Москва: БХВ-Петербург, 2018.
7. Раушер К., Йанесен Ф., Минихольд Р. Основы спектрального анализа/ Пер. с англ. С. М. Смольского; под редакцией Ю. А. Гребенко – 4-е изд., испр. – М.: Навигатор, 2021. – 226 с.: ил.
8. Маркович И.И. Цифровая обработка сигналов в системах и устройствах – Ростов н/Д: Издательство ЮФУ, 2012.

УДК 621.317.729.2

МОДЕЛИ ЗОНДОВ ДЛЯ БЛИЖНЕПОЛЕВОЙ МИКРОВОЛНОВОЙ МИКРОСКОПИИ

Т.П. БОЛОТЬКО

Белорусский государственный университет
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: tim08.bol.08@gmail.com

Аннотация. Разработаны и численно исследованы модели пассивных зондов для систем ближнеполевой микроскопии. Модели базируются на методе конечных интегралов. Рассмотрены физические основы работы зондов, а также их конструкционные особенности. Приведены результаты моделирования системы зонд – неоднородность.

Abstract. Models of passive probes for near-field microscopy systems have been developed and numerically analyzed. The models are based on the finite integral method. The physical principles of probe operation and their design features are discussed. Simulation results for the probe-inhomogeneity system are presented.

Введение

Зондовая микроскопия играет важную роль в задачах диагностики конструкционных и материальных параметров поверхностей [1, 2, 3, 4]. Известны различные типы зондов и технологии их использования. Ближнеполевая микроскопия является одним из перспективных направлений диагностики материалов и покрытий. Большинство известных подходов используют оптический и инфракрасный диапазоны. Излучение СВЧ-диапазона обладает, однако актуальной проблемой является разрешающая способность, зависящая от конструкции зондов и схемы измерений. Поэтому разработка СВЧ-зондов пассивного типа, обладающих высокой пространственной разрешающей способностью, является важной и актуальной задачей.

Модель зонда с пассивным возбуждением

Рассмотрим модель зонда, состоящую из металлической трубки и двух прямоугольных металлических вставок (рисунок 1).

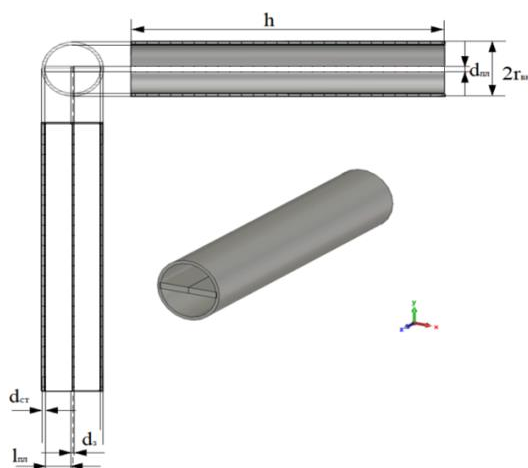


Рис. 1. Модель зонда. Параметры зонда: $h = 20$ мм, $r_{\text{вн}} = 3,6$ мм, $d_{\text{ст}} = 0,1$ мм, $d_z = 0,05$ мм, $d_{\text{пл}} = 0,5$ мм, $l_{\text{пл}} = 3,5$ мм

Зонд возбуждается плоской линейно поляризованной электромагнитной волной, которая распространяется перпендикулярно его оси. Вектор напряжённости электрического поля параллелен оси зонда. Зонд расположен в свободном пространстве. Результаты численного моделирования взаимодействия волны с зондом представлены на рисунке 2 в виде частотной зависимости эффективной поверхности рассеяния в направлении на источник волны.

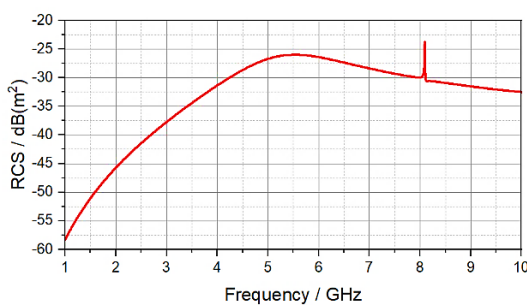


Рис. 2. Частотная характеристика рассеяния излучения на зонде

На рисунке 2 наблюдается высокодобротный резонанс, обусловленный интерференцией электромагнитного поля, возбуждаемого токами на внешнем цилиндре и полем, излучаемым узкой щелью в торце зонда, образованного металлическими пластинами. Физически этот эффект соответствует Фано-резонансу [5, 6]. Положение Фано-резонанса зависит от наличия неоднородности в ближней зоне щели зонда, что иллюстрирует рисунок 3.

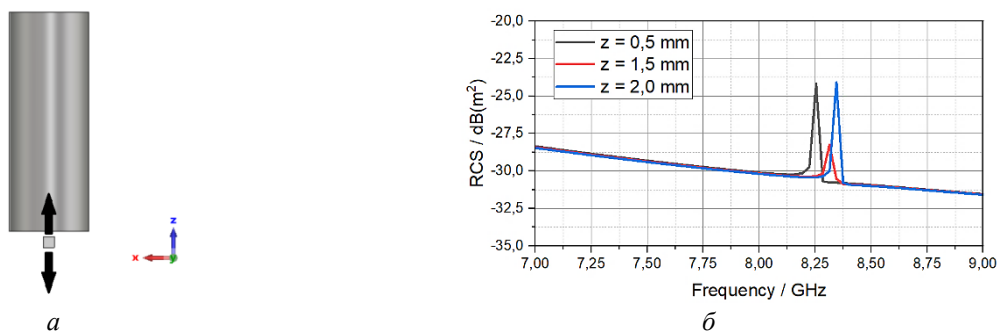


Рис. 3. Зависимость частоты резонанса Фано от расстояния до апертуры зонда (а) и схема эксперимента

На рисунке 3 а) показан зонд с неоднородностью в виде металлической частицы кубической формы и размера 1 мм, перемещаемой вдоль оси зонда. На рисунке 3 б) показано смещение Фано-резонанса при изменении расстояния между частицей и щелевой апертуры зонда.

Модель зонда с несимметричной металлической перегородкой

Наличие неоднородности в ближней зоне щелевой апертуры зонда приводит к смещению резонанса. Если разместить металлический диск ортогонально оси зонда с небольшим смещением от середины зонда, мы получаем возможность наблюдать два резонанса, поскольку внутри зонда будут сформированы два резонатора с различающимися резонансными частотами (рисунок 4).

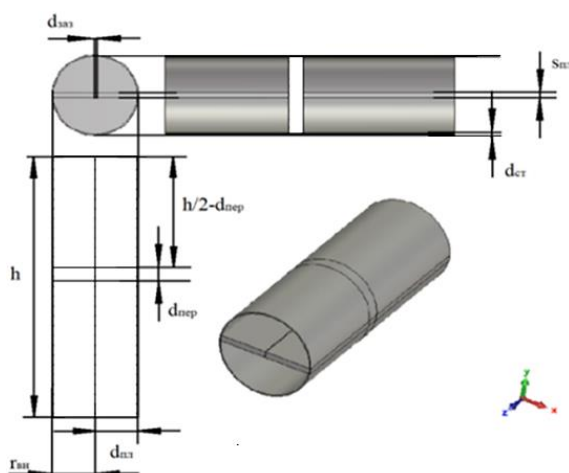


Рис. 4. Модель четвертьволнового зонда с пассивным возбуждением зонда. Параметры зонда: $h = 20$ мм, $r_{\text{внеш}} = 3,6$ мм, $d_{\text{ст}} = 0,1$ мм, $d_{\text{зазора}} = 0,01$ мм, $d_{\text{пер}} = 1$ мм, $d_{\text{пл}} = 1$ мм, $l_{\text{пл}} = 3,5$ мм.

При возбуждении зонда с несимметричным смещением поперечного диска в спектре рассеянного поля будет наблюдаться два резонанса, как показано на рисунке 5 (а).

При размещении указанная выше неоднородность на разных расстояниях от раскрыва зонда с его одной стороны получаем частотные зависимости эффективной поверхности рассеяния, представленные на рисунке 5 (б).

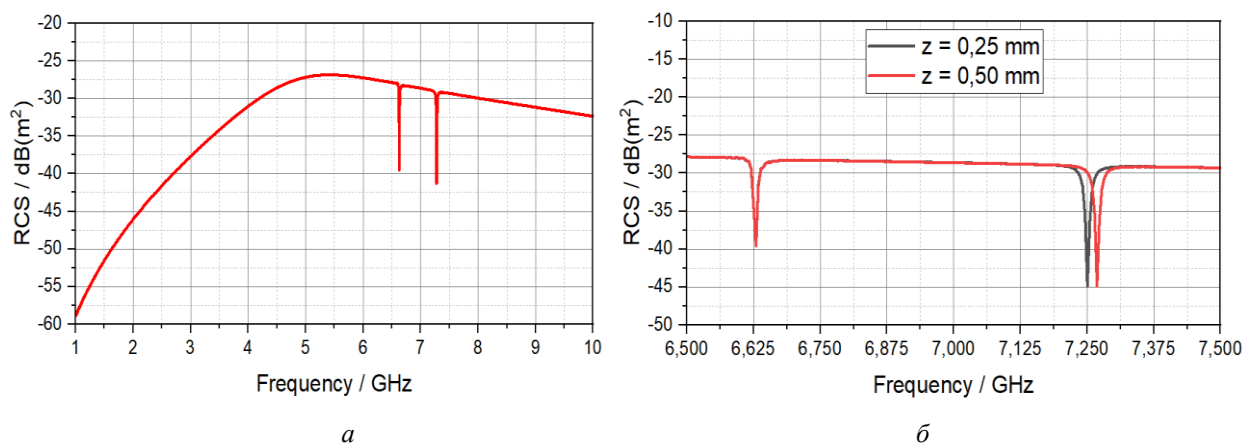


Рис.5. Частотная характеристика рассеяния излучения на зонде (а) и частотный отклик на изменения положения объекта (б)

Анализ результатов показывает, что положение резонанса соответствующего части зонда без неоднородностей не меняется, а для другой части зонда с частицей наблюдается частотный сдвиг резонанса. Поэтому, схема зонда с несимметричной вставкой обеспечивает дополнительно формирование опорной частоты, относительно которой измеряется частотный сдвиг, обусловленный наличием неоднородности.

Таким образом, рассмотренная выше модель зонда может быть использована в технологиях ближнеполевой микроскопии. Чувствительностью зонда можно управлять за счёт размеров целевой апертуры, образованной металлическими пластинами.

Заключение

Разработаны вычислительные модели зондов в виде полых металлических трубок с продольными металлическими пластинами для систем ближнеполевой микроскопии. Численное моделирование зондов базируется на методе конечных интегралов. Приведены результаты моделирования систем зонд-неоднородность. Дано физическое обоснование работоспособности.

Список использованных источников

1. Rosner, B. T. High-frequency near-field microscopy / B. T. Rosner and D.W. van der Weide // Rev. Sci. Instrum. — 2002. — V. 73. — № 7. — P. 2505 – 2525.
2. Vlahacos C.P., Black R.C., Anlage S.M., Amar, A., Wellstood, F.C. (1996). Near-field scanning microwave microscope with 100 μ m resolution. Applied Physics Letters. 69. 3272 - 3274. 10.1063/1.118033.
3. Reznik, A. N. Electromagnetic model for near-field microwave microscope with atomic resolution: Determination of tunnel junction impedance / A. N. Reznik // Appl. Phys. Lett. – 2014. – V. 105. – № 8. – P. 083512.
4. Reznik, A. N. Quasistatics and electrodinamics of near-eld microwave microscope / A. N. Reznik // J. Appl. Phys. – 2014. – V. 115. – № 8. – P. 084501.
5. Zhan J, Jehle T, Stephan S, Tiguntseva E, Nochowit SS, Groß P, Duan J, Makarov S, Lienau C. Interferometric Near-field Fano Spectroscopy of Single Halide Perovskite Nanoparticles. Nano Lett. 2024 Dec 11;24(49):15738-15744. doi: 10.1021/acs.nanolett.4c04491. Epub 2024 Nov 28. PMID: 39609946; PMCID: PMC11638946.
6. Luk'yanchuk, B., Zheludev, N. I., Maier, S. A., Halas, N. J., Nordlander, P., Giessen, H., & Chong, C. T. (2010). "The Fano resonance in plasmonic nanostructures and metamaterials". Nature Materials, 9(9), 707–715.

УДК 004.4:[681.586+628.9]

РАЗРАБОТКА АВТОНОМНОЙ EDGE-СИСТЕМЫ АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ ОСВЕЩЕНИЕМ НА БАЗЕ ММ-ВОЛНОВОГО РАДАРА В СРЕДЕ HAOS

А. Ю. ВОЛКОВ, Э.Н. ОМОРОВ

*Кыргызско-Российский Славянский университет
(г. Бишкек, Кыргызская Республика)*

E-mail: _IVT@mail.ru

Аннотация. В данной работе представлен архитектурный подход к построению интеллектуальной системы управления домашним освещением на базе граничных вычислений (Edge Computing¹) [1]. В отличие от традиционных решений, полагающихся на PIR-датчики и облачные платформы, предложенная система выполняет всю обработку сенсорных данных локально на сервере с операционной системой Home Assistant OS² (HAOS) [2], запущенной на мини-ПК с архитектурой Intel x64, без отправки данных во внешние сети. Присутствие человека обнаруживается с помощью радар-детектора миллиметрового диапазона (24 ГГц FMCW, модель Hi-Link LD2410/LD2410B), способного фиксировать как макро, так и микроперемещения, что предотвращает ложные выключения света, когда человек неподвижен. Радар подключен к контроллеру через интерфейс USB, а исполнительное устройство (умная лампа Xiaomi Mi) интегрировано в локальную сеть Wi-Fi. Логика управления реализована в виде конечного автомата с фильтрацией граничных условий и таймером задержки выключения для обеспечения устойчивости к краткосрочным замираниям сигнала.

Abstract. This paper presents an architectural approach to building an intelligent home lighting control system based on Edge Computing. Unlike conventional solutions that rely on PIR sensors and cloud platforms, the proposed system performs all sensor data processing locally on a Home Assistant OS (HAOS) server running on an Intel x64 mini PC, without sending data to external networks. Human presence is detected using a 24 GHz FMCW mm wave radar (Hi Link LD2410/LD2410B) capable of capturing both macro movements and micro movements, which prevents false light off events when a person remains still. The radar is connected to the controller via USB, while the actuator (Xiaomi Mi smart lamp) is integrated into the local Wi Fi network. The control logic is implemented as a finite state machine with filtering of boundary conditions and an off delay timer to ensure robustness against short term signal fading.

Введение

В эпоху стремительного развития концепции «Интернета вещей» (IoT³) и систем «умного дома» ключевым вектором автоматизации становится создание адаптивной и энергоэффективной жилой среды [3]. Традиционные сценарии управления освещением [4], основанные на фиксированных таймерах или классических пирозлектрических (PIR⁴) датчиках движения, демонстрируют ряд критических недостатков. В частности, PIR-сенсоры не способны фиксировать присутствие неподвижного или малоподвижного человека, что приводит к ложным выключениям света и снижает общий уровень комфорта пользователя.

Для решения этой проблемы перспективным представляется переход к микроволновым датчикам присутствия [5], работающим на принципах радиолокации непрерывного излучения с частотной модуляцией (FMCW⁵).

В данной работе рассматривается проектирование и развертывание локальной программно-аппаратной экосистемы автоматизации освещения в частном доме. В качестве программного ядра авторами была выбрана отказоустойчивая операционная система HAOS, развернутая на базе мини-ПК с архитектурой Intel x64, что обеспечивает высокую производительность и независимость от облачных сервисов. Информационной основой контура управления стал высокочастотный датчик присутствия человека Hi-Link LD24106 (24 ГГц) [6], подключенный напрямую к серверу через интерфейс USB, а исполнительным механизмом — смарт-лампа Xiaomi Mi, интегрированная в локальную сеть по протоколу Wi-Fi.

Постановка задачи

На основе проведенного анализа существующих решений в области домашней автоматизации была поставлена задача разработки и тестирования программно-аппаратной локальной системы автоматизации освещения на базе микроволнового датчика присутствия. Для достижения поставленной цели необходимо разделить задачу на два взаимосвязанных этапа.

¹ Edge Computing (периферийные вычисления) — это архитектура облачной обработки данных.

² Home Assistant OS- стек технологий, оптимизированный под одну задачу.

³ IoT (Internet of Things) - Интернет вещей.

⁴ PIR (Passive Infrared) - Пассивный инфракрасный (датчик).

⁵ FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) - Непрерывное излучение с частотной модуляцией (радар).

⁶ HLK-LD2410 Human Presence Radar Sensor Module

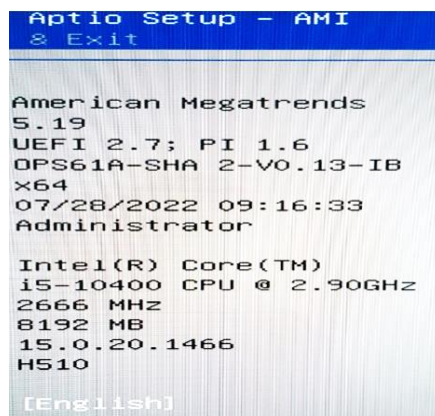


Рис.1. Экран настроек BIOS (UEFI) для сервера с процессором Intel Core i5-10400 примененный в проекте

Аппаратный синтез — физическое сопряжение вычислительного ядра (сервера) – центрального вычислительного узла мини-ПК с архитектурой Intel x64 (см. рисунок 1).

Данное решение обеспечивает достаточную производительность для параллельной обработки потоков данных и высокую отказоустойчивость при ведении локальных баз данных сенсорной подсистемы на базе микроволнового датчика присутствия Hi-Link LD2410, функционирующего по принципу частотно-модулированного непрерывного излучения (FMCW-радар) и интеллектуального источника света Xiaomi Mi в единый локальный комплекс.

Программная интеграция — развертывание операционной среды (см. рисунок 2), конфигурирование низкоуровневых интерфейсов обмена данными и непосредственная алгоритмизация логики управления.

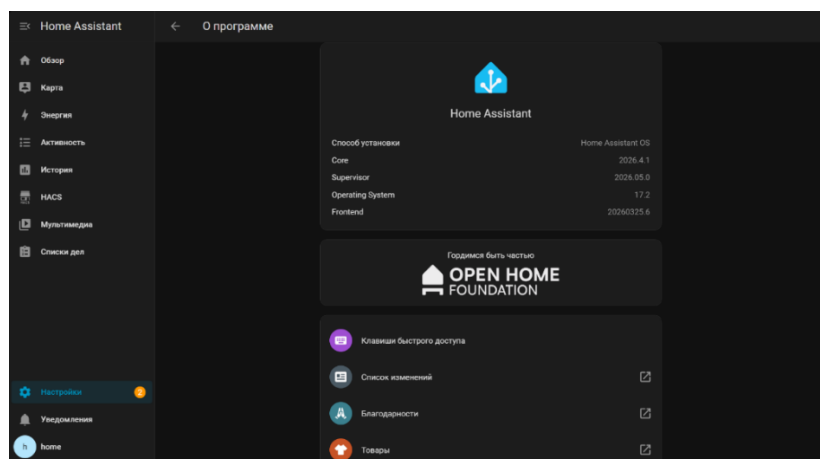


Рис.2. Графический экран системы Home Assistant, которая используется для управления проектом

Функционально-структурная модель системы

В разработанном комплексе объектом управления является световая среда (уровень освещенности) целевой зоны помещения, изменяемая в зависимости от присутствия и характера поведения антропогенного объекта (человека).

Основная задача системы — поддержание требуемого состояния освещенности $Y(t)$ в зависимости от входного возмущающего воздействия $X(t)$ (появление или уход человека) при минимизации энергопотребления.

Переменные и параметры модели

Для формализации процессов управления выделим следующие категории.

Входное управляющее воздействие $U(t)$: дискретный сигнал, подаваемый с контроллера (мини-ПК) на исполнительное устройство (смарт-лампу Xiaomi).

$$U(t) \in \{0; 1\},$$

где 0 — команда «выключить», 1 — команда «включить».

Выходная регулируемая величина $Y(t)$: Состояние освещенности зоны. В упрощенном (бинарном) виде:

$$Y(t) \in \{0; 1\},$$

где 0 — освещение отсутствует, 1 — зона освещена.

Возмущающее воздействие $X(t)$: Наличие человека в зоне действия датчика. Благодаря специфике FMCW-радар LD2410, это воздействие описывается вектором:

$$X(t) = \{D_{\text{mov}}, D_{\text{stat}}, L\},$$

где $D_{\text{mov}} \in \{0; 1\}$ — фиксация макроперемещений (ходьба, бег), $D_{\text{stat}} \in \{0; 1\}$ — фиксация микроперемещений (дыхание, мелкая моторика сидящего человека), L — расстояние до объекта в метрах ($0.2 \leq L \leq 8$).

Динамические характеристики

Объект управления обладает выраженным транспортным запаздыванием (задержкой), которое складывается из аппаратных и сетевых издержек. В общем виде реакция системы на изменение состояния объекта описывается звеном чистого запаздывания.

Полное время задержки включения системы τ_{Σ} выражается формулой:

$$\tau_{\Sigma} = \tau_{\text{sensor}} + \tau_{\text{usb}} + \tau_{\text{logic}} + \tau_{\text{wi-fi}} + \tau_{\text{lamp}},$$

где τ_{sensor} — время анализа подстилающей поверхности радаром LD2410 (около 10-50мс); τ_{usb} — время передачи кадра данных по шине UART-USB в HAOS (≤ 1 мс); τ_{logic} — время обработки триггера ядром Home Assistant (≤ 5 мс); $\tau_{\text{wi-fi}}$ — время доставки TCP/IP пакета по локальной Wi-Fi сети (≤ 2 -20мс); τ_{lamp} — время срабатывания реле/драйвера лампы Xiaomi Mi (около 20-50мс).

Суммарное запаздывание τ_{Σ} экспериментально не превышает 100-150мс, что удовлетворяет критериям физиологического комфорта человека (включение света воспринимается как «мгновенное»).

Функциональная структура модели

Так как управление носит релейный (дискретный) характер, модель объекта удобно представить в виде конечного автомата с тремя основными состояниями (см. рисунок 3).

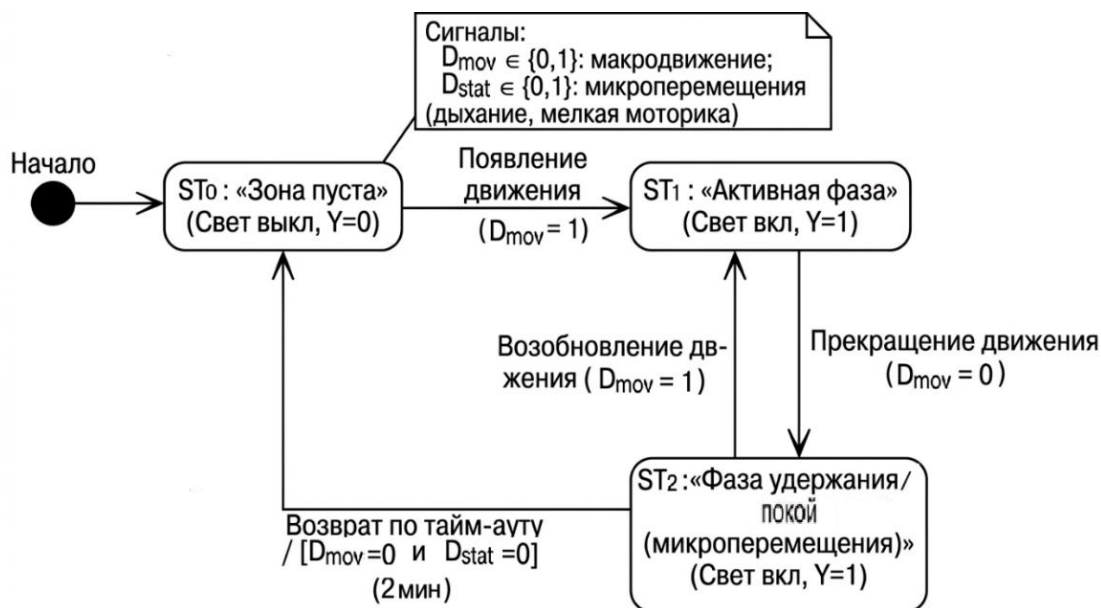


Рис.3. Функциональная схема автоматизации освещения по детекции движения

- ST_0 (Ожидание): Человек в помещении отсутствует ($X = \{0, 0, 0\}$), лампа выключена ($Y = 0$).
- ST_1 (Вход в зону / Движение): Датчик фиксирует макроперемещения ($D_{\text{mov}} = 1$), система мгновенно переводит лампу в режим ($Y = 1$).
- ST_2 (Присутствие без движения): Человек перестал ходить и сел (например, за рабочий стол). Переменная D_{mov} переходит в 0, но радар за счет FMCW-технологии продолжает фиксировать $D_{\text{stat}} = 1$. Система удерживает ($Y = 1$). Переход обратно в состояние ST_0 происходит только тогда, когда оба показателя (D_{mov} и D_{stat}) равны 0 в течение заданного программного тайм-аута (например, 30 секунд), что страхует от случайных пропаданий сигнала.

Для понимания принципов работы разработанного комплекса автоматизации необходимо рассмотреть функционально-структурную диаграмму состояний системы управления освещением. Система построена по классической трехранговой архитектуре (сенсоры, контроллер, исполнительные механизмы), однако обладает ключевой особенностью — полной локальностью, то есть контур управления замкнут внутри частного дома и не зависит от внешних облачных платформ.

Программная и аппаратная реализация локальной системы автоматизации освещения

В рамках предыдущего раздела была разработана общая функциональная схема автоматизации, вместе с тем эта диаграмма состояний не акцентирует структурные связи между сущностями модели (состояния, входные сигналы, выходы) и их семантические роли в функциональной схеме управления. Для полноты и однозначности представления разработанного алгоритма целесообразно использовать две взаимодополняющие диаграммы, поэтому вводится вторая диаграмма (см. рисунок 4) (структурно-функциональная/обобщающая), которая систематизирует элементы модели по смысловым группам (состояния, переходы и условия, сигналы и выходы) и явно показывает соответствие входных воздействий и формируемого управляющего сигнала (Y).

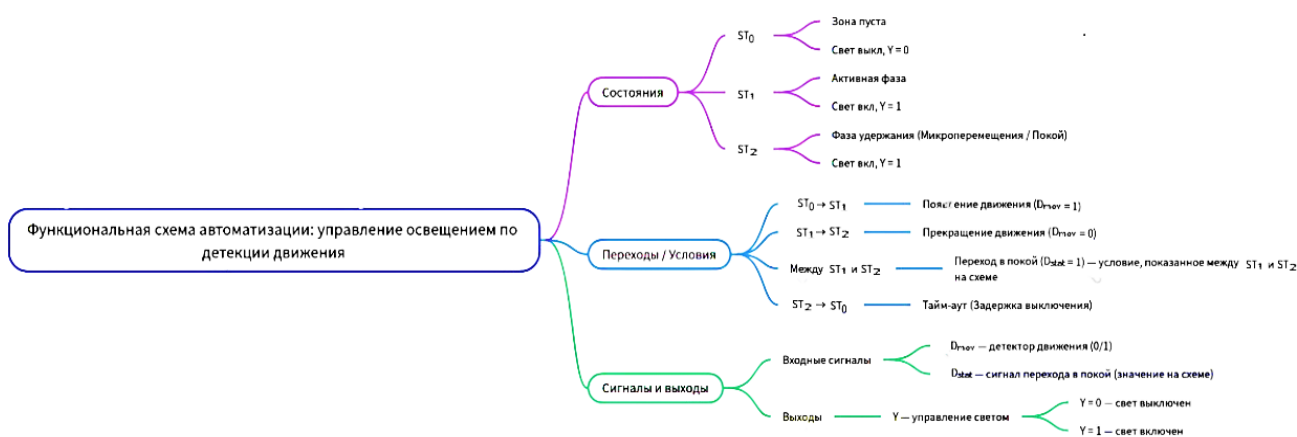


Рис.4. Логика работы схемы автоматического управления освещением на основе датчика присутствия

Данная схема позволяет перейти от абстрактного математического описания логики управления к физическому и программному воплощению системы.

Перенос разработанной ранее функциональной схемы в программную среду HAOS требует создания жесткого детерминированного алгоритма автоматизации. Специфика работы FMCW-радара накладывает особые требования к программной логике: алгоритм должен обеспечивать мгновенное срабатывание при появлении объекта, но при этом быть инвариантным к краткосрочным затуханиям сигнала или пограничным состояниям датчика на границе зоны чувствительности.

Для детального анализа, верификации и последующего программирования данного процесса в среде HAOS (посредством встроенного движка автоматизаций YAML или программных скриптов) необходимо осуществить графическое моделирование логических переходов.

Разработка блок-схемы и программная реализация скетча автоматизации в среде HAOS

Для обеспечения инвариантности системы к кратковременным стохастическим затуханиям сигнала и исключения ложноположительных отключений исполнительного устройства была спроектирована структура переходов состояний. Логика алгоритма разделена на три вычислительных контура: контур инициализации (триггер), контур валидации присутствия (условие) и контур фильтрации пограничных состояний (задержка выключения).

Ниже приведена блок-схема (см. рисунок 5), описывающая граф состояний разработанного алгоритма автоматизации.

Описание работы алгоритма:

1.Этап триггера (Перехват событий): Система находится в режиме постоянного ожидания изменения векторов телеметрии от датчика Hi-Link LD2410 по шине USB. Изменение любого из бинарных сенсоров инициирует исполнение автоматизации.

2.Этап ветвления (Валидация): Если хотя бы один из датчиков переходит в состояние on (обнаружено макро- или микроперемещение), алгоритм мгновенно посылает команду на включение интеллектуального источника света Xiaomi Mi, предварительно проверяя его текущий статус для минимизации избыточного сетевого трафика в локальной сети Wi-Fi. При этом текущие активные таймеры выключения принудительно сбрасываются.

3.Этап фильтрации (Время выбега): Если оба сенсора переходят в состояние off (целевой объект покинул зону чувствительности или вошел в «мертвую зону» затухания сигнала FMCW-радара), система не отключает освещение мгновенно. Запускается программный таймер удержания (аппаратно-программный фильтр delay). Повторная детекция активности в этот период сбрасывает таймер. Если по истечении заданного интервала (например, 60 секунд) сигналов присутствия не обнаружено, генерируется локальная команда на деактивацию реле лампы.

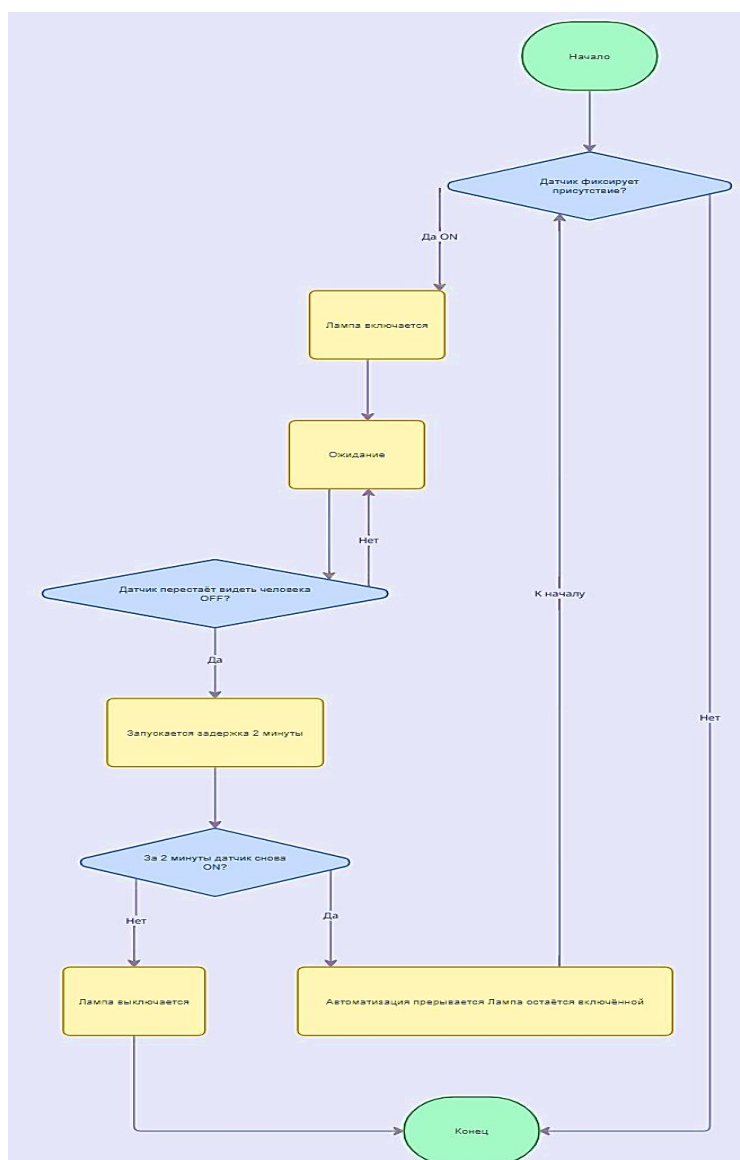


Рис.5. Блок-схема, описывающая алгоритм автоматизации управления освещением на основе датчика присутствия

Программная реализация скетча автоматизации (YAML)

На основе разработанной блок-схемы был синтезирован программный код автоматизации для HAOS. Локализация управления достигается за счет прямого обращения к внутренним сущностям (entities⁷)[7], платформы без использования внешних облачных шлюзов (Cloud API⁸)[8].

На основе особенности блок-схемы и сценария алгоритма был составлен скетч автоматизации (см. рисунок 6).

Функционал: лампа автоматически включается при обнаружении присутствия (ld2410b_presence переходит в состояние "on") и выключается, когда движение прекращается.

Параметры: при включении лампе задается яркость 200 и цветовая температура 350.

Режим: автоматизация работает в режиме single, что означает, что новый триггер не запустит сценарий заново, пока выполняется текущее действие.

Триггеры: два триггера отслеживают переход датчика binary_sensor.ld2410b_presence в состояния on и off. Это можно объединить в один триггер, не указывая параметр to, тогда он будет срабатывать на любые изменения состояния.

⁷ Entity (сущность) — Представляющая конкретную функцию устройства сущность.

⁸ Cloud API (Application Programming Interface в облаке) - Интерфейс программирования, который работает через интернет (в облаке производителя)

```
alias: LD2410B управляет Xiaomi Mi Smart лампой с задержкой
description: Включение лампы при обнаружении присутствия и выключение чер
trigger:
  - platform: state
    entity_id: binary_sensor.ld2410b_presence
    to: "on"
  - platform: state
    entity_id: binary_sensor.ld2410b_presence
    to: "off"
condition: []
action:
  - choose:
    - conditions:
      - condition: state
        entity_id: binary_sensor.ld2410b_presence
        state: "on"
      sequence:
        - service: light.turn_on
          target:
            entity_id: light.xiaomi_mi_smart_lamp
          data:
            brightness: 200
            color_temp: 350
    - conditions:
      - condition: state
        entity_id: binary_sensor.ld2410b_presence
        state: "off"
      sequence:
        - delay: "00:02:00" # задержка 2 минуты
        - service: light.turn_off
          target:
            entity_id: light.xiaomi_mi_smart_lamp
mode: single
```

Рис.6. YAML-код автоматизации Home Assistant для включения и выключения лампы по датчику присутствия

Аппаратное обеспечение

Аппаратное обеспечение разрабатываемой системы ориентировано на реализацию алгоритма управления освещением по данным детекции движения и микроперемещений. Комплекс (см. рисунок 7) включает вычислительный модуль (Мини-ПК/OPS модуль), средства регистрации входных воздействий (датчика присутствия Hi-Link LD2410 (24 ГГц), подключенный напрямую к серверу через интерфейс USB) и исполнительную часть - смарт-лампа Xiaomi Mi, обеспечивающую коммутацию нагрузки.

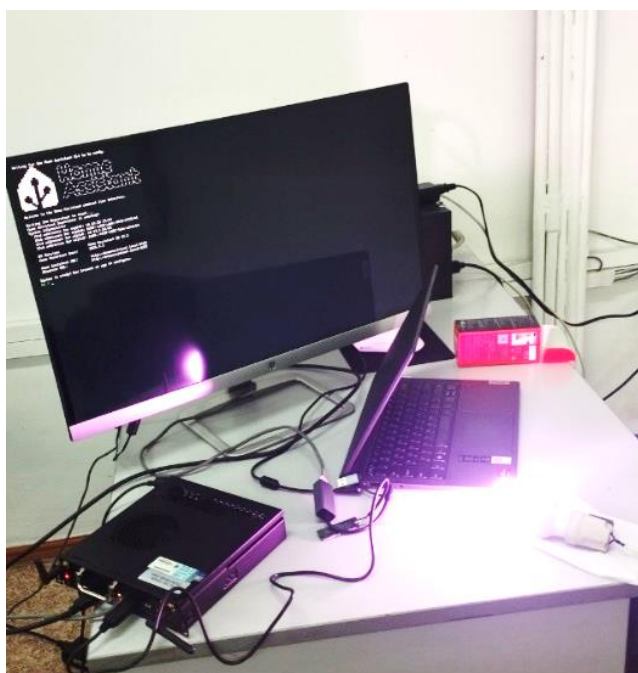


Рис.7. Настройка системы автоматизации управления освещением для Home Assistant OS

Перспектива взаимодействия с локальными большими языковыми моделями (LLM⁹)

Разработанная автономная Edge-система адаптивного управления освещением представляет собой не только самостоятельное решение, но и готовую аппаратно-программную платформу для интеграции с локальными большими языковыми моделями (LLM). Поскольку вычислительное ядро системы функционирует на базе мини-ПК с архитектурой Intel x64 под управлением HAOS в изолированной локальной сети, данная инфраструктура органично расширяется до уровня интеллектуального агента без привлечения внешних облачных сервисов.

Практическая реализация подобной интеграции может быть применена к работе [9], где на сервер лаборатории с аналогичной архитектурой была локально развернута языковая модель DeepSeek-R1 посредством платформы Ollama [10]. Применительно к системе управления освещением локальная LLM может выполнять функцию адаптивного контроллера второго уровня: анализировать накопленную телеметрию датчика Hi-Link LD2410, выявлять поведенческие паттерны пользователя и автоматически корректировать параметры алгоритма — в частности, величину тайм-аута выключения, пороговые значения детекции и расписание активности. Взаимодействие между HAOS и локальной LLM осуществляется через внутренний API без передачи данных во внешние сети, что полностью сохраняет принцип локальной автономии системы.

Таким образом, предложенная Edge-архитектура является фундаментом для построения полностью автономного интеллектуального пространства, в котором физический уровень управления (датчики и исполнительные механизмы) дополняется аналитическим слоем на базе локальной LLM, обеспечивая адаптивность системы без ущерба для безопасности и конфиденциальности данных пользователя.

Заключение

Построена физическая классическая трехранговая модель с учетом сформулированных требований. Разработанная автономная Edge-система адаптивного управления освещением на базе FMCW-радара и среды HAOS демонстрирует перспективный подход к созданию энергоэффективной и комфортной жилой среды. Локальная архитектура, исключая зависимость от облачных сервисов, обеспечивает высокую отказоустойчивость и безопасность данных, а использование мм-волнового датчика позволяет фиксировать даже микродвижения человека, устраняя ключевые недостатки традиционных PIR-сенсоров.

Список использованных источников

1. Смелянец А. В., Глушенко Д. В. Архитектура и принципы построения периферийных вычислений (Edge Computing) в современных распределенных системах // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2022. Т. 19. № 4. С. 15–22.
2. Home Assistant Operating System (HAOS) // GitHub Repository. 2026. URL: <https://github.com/home-assistant/operating-system> (дата обращения: 22.05.2026).
3. Кучерявый А. Е. Интернет вещей // Электросвязь. 2013. № 1. С. 21–24.
4. Фрайден Д. Современные датчики. Справочник. М.: Техносфера, 2005. 588 с. (Глава 15. Датчики присутствия человека).
5. FMCW (Частотно-модулированное непрерывное излучение / Радары) // Электронный ресурс. URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Непрерывное_излучение_с_частотной_модуляцией (дата обращения: 25.05.2026).
6. HLK-LD2410. 24GHz Human Presence Radar Sensor Module. User Manual. Version 1.03 : datasheet / Shenzhen Hi-Link Electronic Co., Ltd. – Shenzhen, 2022. – 23 p. – URL: [https://seengreat.com/upload/file/86/HLK+LD2410+Life+Presence+Sensor+Module+Manual+V1.03\(220629\).pdf](https://seengreat.com/upload/file/86/HLK+LD2410+Life+Presence+Sensor+Module+Manual+V1.03(220629).pdf)
7. Моррис К. Исполняемая инфраструктура. Управление серверами в облаке. 2-е изд. СПб.: БХВ-Петербург, 2021. 576 с.
8. Newman S. Building Microservices: Designing Fine-Grained Systems. 2nd ed. O'Reilly Media, 2021. 624 p. (рус. изд.: Ньюмен С. Создание микросервисов. 2-е изд. СПб.: Питер, 2023. 624 с.).
9. DeepSeek-R1 : большая языковая модель / DeepSeek-AI. – Ханчжоу, 2025. – URL: <https://ollama.com/library/deepseek-r1> (дата обращения: 28.05.2026). – Режим доступа: платформа Ollama. – Текст : электронный.
10. Волков А.Ю. Пример создания закрытой системы для работы большими языковыми моделями / А.Ю. Волков // Информатика, управляющие системы, математическое компьютерное моделирование (ИУСМКМ-2025): сб. материалов XVI Междунар. науч.-техн. конф. в рамках XI Междунар. науч. форума ДНР, г. Донецк, 28 мая 2025 г. – Донецк: ДонНТУ, 2025. – С. 89–92.

⁹ LLM языковая модель DeepSeek-R1 посредством платформы Ollama

УДК 621.372.824:621.396.67

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ МЕХАНИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА РАБОТУ КОАКСИАЛЬНЫХ ФИДЕРОВ

В.А. ГУБЕНКО, У.Х. АРИПОВА

*Ташкентский университет информационных технологий имени Мухаммада ал-Хоразмий
(г. Ташкент, Республика Узбекистан)*

E-mail: gubenkovladislav12@gmail.ru, aripova.umida@mail.ru

Аннотация. В данной работе приводятся результаты исследования влияния различных механических деформаций на режимы работы коаксиальных волноводов.

Abstract. This paper presents the results of a study on the effect of various mechanical deformations on the operating modes of coaxial waveguides.

Антенно-фидерный тракт (АФТ) является важнейшим элементом практически любой радиосистемы. В режиме передачи АФТ должен обеспечивать максимальную эффективность преобразования сигнала в виде высокочастотного тока на его входе в энергию излучаемой в пространство радиоволны из раскрыва передающей антенны. В данном случае можно говорить о соотношении энергии падающей волны к отраженной [1].

Отражения в коаксиальных фидерах возникают чаще всего из-за наличия неоднородностей внутри них. Причинами этому могут быть низкое качество материалов, используемых при изготовлении фидеров, низкая технологичность процесса их изготовления [2].

Однако чаще всего появление неоднородностей внутри коаксиальных фидеров, приводящих к значительному увеличению обратных потерь и, тем самым, ухудшению работы АФТ, вызвано их механическими повреждениями и деформациями. Повреждения возникают либо во время монтажа АФТ радиосистемы, либо в процессе его эксплуатации. Они могут представлять собой мелкие вмятины на поверхности фидера, возникающие вследствие монтажных работ, либо под воздействием внешних факторов, климатических или техногенных.

Обобщая сказанное выше, можно прийти к выводу, что необходимо контролировать состояние фидеров, не допуская их повреждения. Однако есть такие виды механических воздействий на коаксиальные фидеры, которые производятся намеренно. К ним относятся изгибы, без которых АФТ большинства радиосистем построить крайне сложно. Изгибы также создают условия для возникновения отраженных волн, ухудшая эффективность работы АФТ. Однако при достаточно больших радиусах они слабо влияют на распространение сигнала по коаксиальным фидерам [3-5].

На кафедре «Системы телерадиовещания» Ташкентского университета информационных технологий имени Мухаммада ал-Хоразмий проводились исследования коаксиальных фидеров, которые подверглись различным механическим воздействиям: ударам, пропилам, изгибам.

Исследования включали измерение коэффициента стоячей волны (КСВ) в отрезках коаксиальных фидеров, подверженных различным деформациям и повреждениям.

Измерения проводились с помощью спектрального анализатора "FSH 6" компании Rohde & Schwarz с функцией определения коэффициента стоячей волны. Также использовалась поглощающая нагрузка с номинальным входным сопротивлением 50 Ом и коэффициентом стоячей волны 1,02. Измерения проводились на рабочих частотах в диапазоне 900...1800 МГц. Структурная схема измерительной установки представлена на рисунке 1.

В данной статье приведены результаты исследований коаксиального фидера марки РК 50-7-311 с несколькими радиусами изгиба: 5 см, 10 см, 20 см, 30 см. Измерялся КСВ для каждого радиуса изгиба на нескольких частотах: 900 МГц, 1200 МГц, 1400 МГц, 1600 МГц, 1800 МГц.

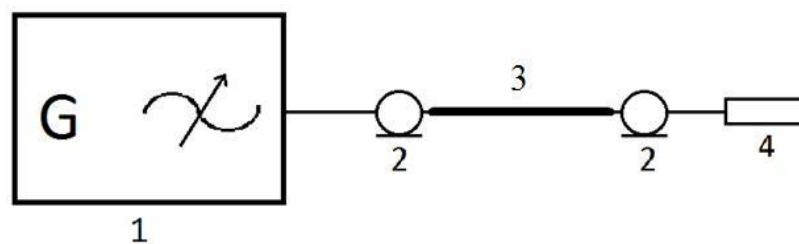


Рис.1. Структурная схема измерительной установки: 1 – измерительный прибор FSH-6; 2 – коаксиальные ВЧ разъемы; 3 – исследуемый отрезок коаксиального фидера; 4 – согласованная нагрузка

В таблице 1 приведены результаты измерений КСВ в коаксиальном фидере РК 50-7-311 в полосе частот 900...1800 МГц для нескольких случаев деформации в виде изгибов с различными радиусами.

Таблица 1 Результаты измерений КСВ в коаксиальном фидере РК 50-7-311

Частота, МГц	900	1200	1400	1600	1800
Радиус изгиба, м					
–	1,1	1,1	1,03	1,05	1,1
0,05	1,3	1,25	1,15	1,25	1,35
0,1	1,3	1,25	1,1	1,2	1,3
0,2	1,28	1,2	1,12	1,23	1,32
0,3	1,3	1,22	1,1	1,2	1,37

Анализируя данные таблицы, можно прийти к выводу, что изменение формы коаксиального фидера в виде изгиба приводит к увеличению КСВ на всех измеряемых частотах. Однако при больших радиусах изгиба увеличение КСВ меньше, чем на малых. Также замечено, что на высоких частотах влияние изгибов выше, чем на низких.

В паспортных данных коаксиального фидера РК 50-7-311 указано, что его минимальный радиус изгиба составляет:

– для случая монтажа: $10 \times D_H$;

– для случая эксплуатации (однократно): $5 \times D_H$,

где D_H – наружный размер фидера (диаметр по внешнему проводнику), равный 8,0 мм.

Таким образом, минимально допустимые значения радиусов изгибов, согласно паспорту коаксиального фидера РК 50-7-311, составляют 0,08 и 0,04 метра соответственно.

Список использованных источников

1. Направляющие системы электросвязи в 2-х т.: Учебник для вузов. / В. А. Андреев. – М.: Горячая линия – Телеком, 2011.
2. Волноводы, коаксиальные и полосковые линии. / Т. И. Изюмова, В. Т. Свиридов. – М.: Энергия, 2005.
3. Борисов, О. В. Проектирование и эксплуатация антенно-фидерных устройств / О. В. Борисов, Б. П. Автомонов. – Москва: Горячая линия – Телеком, 2021. – 320 с.
4. Иванов, С. А. Анализ изменения характеристик коаксиальных линий при вибрационных нагрузках / С. А. Иванов, В. В. Петров // Вестник связи. – 2022. – № 4. – С. 12–18.
5. Кузнецов, А. С. Влияние микродеформаций диэлектрика на волновое сопротивление гибких коаксиальных кабелей / А. С. Кузнецов // Радиотехника и электроника. – 2023. – Т. 68, № 2. – С. 145–152.

УДК 621.396.6:004.4

СОВРЕМЕННЫЕ SDR (SOFTWARE-DEFINED RADIO) ТЕХНОЛОГИИ

А.А. ДМИТРЕНКО

*Республиканское научно-производственное унитарное предприятие
«Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси»
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: ales.dmitrenko@mail.ru

Аннотация. Рассмотрены принципы построения и современное состояние технологий программно-определяемого радио (Software-Defined Radio (SDR)). Описана архитектура SDR-систем, ключевые компоненты аппаратной и программной части. Приведён обзор наиболее распространённых программных и аппаратных платформ. Перечислены основные тенденции развития и направления практической реализации SDR-технологий.

Abstract. The principles of construction and the current state of Software-Defined radio (SDR) technologies are considered. The architecture of SDR systems, key hardware and software components are described. An overview of the most common software and hardware platforms is provided. The main trends in the development and practical implementation of SDR technologies are listed.

Введение

Программно-определяемое радио (Software-Defined Radio, SDR) представляет собой современный подход к разработке и реализации радиотехнических систем, при котором функциональность ряда традиционных аппаратных элементов реализуется на программном уровне.

Базовые принципиальные схемы радиотехнических систем оставались неизменными длительное время: аналоговые фильтры, смесители, усилители промежуточной частоты, детекторы и др. элементы реализовывались на уровне «железа» в виде отдельных физических устройств. Модернизация таких систем требовала физической замены компонентов, что делало их негибкими и дорогостоящими в сопровождении.

Появление быстрых аналого-цифровых преобразователей (АЦП), мощных цифровых сигнальных процессоров (Digital Signal Processing, DSP) и программируемых логических матриц (Field Programmable Gate Array, FPGA) открыло принципиально новый путь. Идею SDR в систематизированном виде сформулировал американский инженер Джозеф Митола (Joseph Mitola) в 1991 году: перенести максимальное количество функций радиотехнических систем (фильтрация, модуляция/демодуляция, кодирование/декодирование и др.) из аналоговой схемотехники в программное обеспечение [1].

Ключевая идея SDR заключается в том, что большая часть обработки сигналов выполняется в цифровой области. Аналоговая часть сводится к минимуму: антенна, усилители, смесители и АЦП/ЦАП преобразователи. Все остальные функции реализуются программно на универсальных процессорах, FPGA или специализированных вычислительных платформах.

В настоящее время технологии SDR являются основным направлением развития современной инфраструктуры беспроводной передачи данных. Технологии SDR лежат в основе современных беспроводных сетей, таких как 5G/6G, IoT, военных и гражданских систем связи (в том числе спутниковых) и даже бытовых устройств. Понимание SDR-принципов становится обязательной компетенцией для любого инженера в области беспроводных технологий.

Архитектура SDR систем

Ключевая идея SDR состоит в том, чтобы оцифровать радиосигнал как можно раньше и выполнить всю его обработку в цифровом виде с помощью программного обеспечения или реконфигурируемой цифровой логики.

Обобщённая архитектура SDR-системы включает следующие ключевые компоненты (рис. 1) [2, 3]:

1. Аналоговая часть (Analog Front-End, AFE) в составе:

- антенные системы для приёма/передачи радиосигналов;
- маломощный усилитель (МШУ) (low noise amplifier, LNA) (в канале приёма);
- усилитель мощности (Power amplifier, PA) (в канале передачи);
- смеситель для преобразования частот;
- фильтры для подавления помех и зеркальных каналов / восстановления сигналов.

2. АЦП/ЦАП:

- высокоскоростные аналого-цифровые преобразователи (АЦП) (в канале приёма);
- высокоскоростные цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) (в канале передачи).

Секция 1 «Радиотехника, антенны и устройства СВЧ»

3. Интерфейсы передачи данных (PCIe, USB 3.0, 10GbE и др.).

4. Вычислительное ядро:

- процессор общего назначения (CPU) для управления и контроля.
- FPGA для обработки высокочастотных сигналов в реальном времени.
- DSP для специализированных алгоритмов ЦОС.
- GPU для параллельных вычислений (в некоторых системах).

5. Программное обеспечение (выполняет вычислительные задачи по фильтрации, модуляции/демодуляции, кодированию/декодированию, шифрации/дешифрации и другие функции, ранее реализованные в виде дискретных аналоговых устройств):

- драйверы устройств;
- фреймворки обработки сигналов (GNU Radio, MATLAB, LabVIEW);
- прикладные программы.

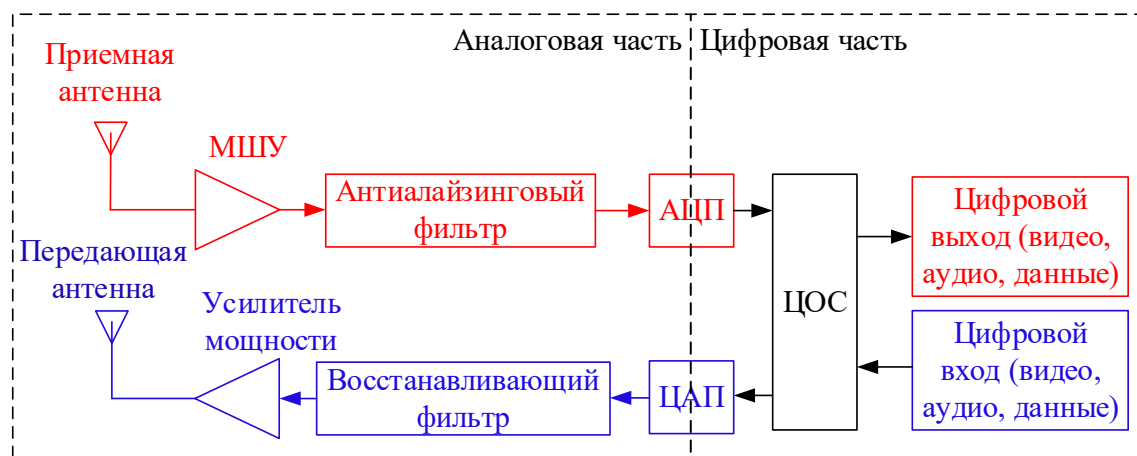


Рис. 1. Обобщённая архитектура SDR-системы

Ключевые параметры SDR-систем

Основными ключевыми параметрами при выборе или разработке SDR-платформ являются:

Частотный диапазон. Большинство бюджетных SDR-платформ работают в диапазоне от единиц МГц до нескольких ГГц. Например, RTL-SDR работает приблизительно от 500 кГц до 1,75 ГГц, тогда как профессиональные решения типа USRP X410 перекрывают диапазон до 7,2 ГГц.

Мгновенная полоса пропускания (Instantaneous Bandwidth). Определяет, какую ширину спектра сигналов система может одновременно оцифровать и обработать. У RTL-SDR это около 2,4 МГц, у USRP N310 — до 160 МГц на канал. Широкая полоса позволяет, например, одновременно наблюдать весь диапазон 2,4 ГГц Wi-Fi.

Динамический диапазон и разрядность АЦП. 8-битный АЦП обеспечивает теоретический динамический диапазон около 48 дБ, 12-битный — около 72 дБ, 16-битный — около 96 дБ. Для реализации профессиональных устройств разрядность имеет принципиальное значение: при малом динамическом диапазоне мощные «нецелевые» сигналы «забивают» слабые полезные сигналы.

Режимы работы платформы (полудуплексный/полнодуплексный режим). Возможность одновременно передавать и принимать радиосигналы на разных частотах — критически важна для систем связи. Бюджетные устройства, как правило, поддерживают возможность только приёма радиосигналов.

Современные наиболее распространенные аппаратные SDR платформы

Современный рынок SDR предлагает широкий спектр устройств, отвечающих разнообразным требованиям пользователей от начального любительского уровня до профессиональных разработчиков.

RTL-SDR (RTL2832U). Режим работы: только прием. Диапазон частот: 25 МГц — 1.7 ГГц. Ширина полосы пропускания: до 3,2 МГц. Разрядность АЦП: 8 бит. Самая массовая и доступная платформа [4]. Изначально микросхема RTL2832U была разработана для USB-тюнеров цифрового телевидения DVB-T. В 2012 году сообщество радиолюбителей обнаружило, что она может работать в режиме выдачи «сырых» IQ-данных, превращая дешёвый DVB-T-приемник (стоимостью 10–25 долларов) в полноценный SDR-приёмник. Сегодня на основе RTL-SDR строят приёмники ADS-B для отслеживания самолётов, метеорологические зонды, системы мониторинга радиочастотного спектра и даже пассивные радары.

HackRF One. Режим работы: полудуплексный режим приём/передача. Диапазон частот: 1 МГц — 6 ГГц. Ширина полосы пропускания: до 20 МГц. Разрядность АЦП/ЦАП: 8 бит. Разработан компанией Great Scott Gadgets как открытая (open-source) SDR платформа. Цена в районе 300–350 долларов делает его популярным выбором для тестирования систем безопасности, изучения протоколов и прототипирования. Благодаря открытой архитектуре, устройство широко используется для исследований и испытаний новых радиотехнологий/

LimeSDR. Режим работы: полнодуплексный режим приём/передача. Диапазон частот: 100 кГц — 3,8 ГГц. Ширина полосы пропускания: до 61,44 МГц. Разрядность АЦП/ЦАП: 12 бит. Разработка британской компании Lime Microsystems на базе собственной микросхемы LMS7002M. Платформа активно используется в проекте OpenBTS/OpenBTS-UMTS для развёртывания экспериментальных GSM/UMTS-сетей.

ADALM-PLUTO (PlutoSDR). Режим работы: полнодуплексный режим приём/передача. Диапазон частот: 325 МГц — 3,8 ГГц. Ширина полосы пропускания: до 20 МГц. Разрядность АЦП/ЦАП: 12 бит. Цена около 150 долларов. Образовательная платформа от компании Analog Devices. Активно используется в университетских курсах по цифровой обработке сигналов благодаря отличной документации и интеграции с MATLAB/Simulink.

USRP (Universal Software Radio Peripheral). Семейство устройств от компании Ettus Research (в настоящее время входит в National Instruments / Emerson) [5]. USRP — промышленный стандарт де-факто для исследований и прототипирования. Модели охватывают широчайший диапазон: от бюджетной USRP B200mini (~700 долларов) до USRP X410, поддерживающей 4 канала по 400 МГц полосы каждый и используемой в разработке 5G-оборудования. USRP работает через протокол UHD (USRP Hardware Driver) и интегрируется с GNU Radio.

Современные наиболее распространенные программные SDR платформы

Для полноценного использования SDR-систем необходимым элементом является соответствующее программное обеспечение, которое позволяет разработчикам и исследователям создавать, тестировать и модифицировать различные алгоритмы обработки сигналов.

GNU Radio. Бесплатная программная среда с открытым исходным кодом, используемая для разработки приложений SDR с помощью графического редактора GNU Radio Companion (GRC) или кода на Python/C++ [6, 7]. GRC предоставляет графический интерфейс, позволяющий пользователю собирать блок-схемы устройств обработки сигналов без необходимости глубокого знания программирования. Библиотека платформы насчитывает сотни готовых блоков: фильтры, модуляторы/демодуляторы (AM, FM, QPSK, QAM, OFDM), блоки синхронизации, декодеры. GNU Radio работает на Linux, macOS и Windows и поддерживает практически все аппаратные платформы через унифицированный интерфейс gr-osmosdr. Данная программная платформа широко используется для обучения, экспериментов и создания прототипов систем связи.

SDR# (SDRSharp). Популярное приложение с графическим интерфейсом, ориентированное на конечного пользователя, которое используется для управления большинством недорогих SDR-устройствами, такими как RTL-SDR. Оно обеспечивает удобный интерфейс для анализа принимаемых сигналов в частотной области (отображение спектра/спектрограммы в реальном времени), поддерживает AM/FM/SSB/CW-демодуляцию, расширяется через плагины. Идеальный выбор для первого знакомства с SDR.

OpenWebRX. Веб-платформа для развёртывания SDR-приёмников с удалённым доступом через браузер. Позволяет нескольким пользователям одновременно слушать разные частоты в рамках одной оцифрованной полосы. На базе OpenWebRX работают тысячи публичных онлайн-приёмников по всему миру (проект WebSDR).

MATLAB / Simulink с SDR Toolbox. Профессиональный инструментарий для академических и корпоративных исследований. Поддерживает USRP, PlutoSDR и другие аппаратные платформы. Используется для проектирования, моделирования и прототипирования систем связи с использованием SDR. Позволяет строить и симулировать цепочки обработки сигналов в Simulink, а затем автоматически генерировать HDL-код для прошивки FPGA.

Тенденции развития SDR технологий

Когнитивное радио (Cognitive Radio, CR). Является одной из наиболее перспективных тенденций в области SDR [8, 9]. Это концепция, в которой радиотехническое устройство интеллектуально адаптирует свои параметры (несущая частота, мощность, законы модуляции, алгоритмы кодирования и др.) к условиям окружающей среды и доступному радиочастотному спектру [2]. Концепция когнитивного радио подразумевает использование алгоритмов обработки данных для анализа радиочастотного эфира в режиме реального времени. На основании этих данных происходит динамическое изменение параметров сигналов, что позволяет оптимизировать использование доступного спектра частот. Данная концепция имеет важное значение для создания защищённых и гибких коммуникационных систем (в первую очередь военных), а также для решения проблем дефицита частот в условиях городских агломераций и высоких требований к пропускной способности каналов связи в сетях 5G/6G. Когнитивное радио позволяет улучшить совместное использование радиоэфира в условиях динамически меняющейся радиосреды, снизить влияние помех и обеспечить качественную связь в сложных условиях, а также автоматически перенастраивать систему связи для поддержания оптимальной производительности. В рамках данной концепции сходятся технологии SDR и ИИ.

Нейросети применяются для классификации сигналов, предсказания занятости радиочастотного спектра, определения оптимального типа модуляции и т.д.

Развитие AI/ML в SDR. Технологии SDR позволили использовать элементы ИИ для решения практически всего перечня задач обработки сигналов и информации в современных телекоммуникационных системах. Нейронные сети обучаются автоматически распознавать типы модуляции (Spectrum Sensing), изменяющиеся в реальном времени. Вместо явного программирования демодулятора для каждого стандарта, система обучается на примерах и в дальнейшем выбирает наиболее подходящие алгоритмы обработки и демодуляции. Алгоритмы RL (Reinforcement Learning) выбирают оптимальные типы модуляции и мощность передачи в зависимости от состояния канала связи. LSTM сети позволяют предсказывать замирание канала связи и помогают адаптировать параметры передачи сигналов (Channel Prediction).

Интеграция с облачными технологиями. SDR технологии позволяют гибко распределять вычислительную нагрузку обработки сигналов между облачными центрами обработки данных (ЦОД) и периферийными оконечными устройствами (например, технология Cloud RAN (C-RAN), в рамках которой функционал периферийной базовой станции сотовой связи частично передается ЦОД). Преимуществами данной концепции являются централизованное управление, хорошая масштабируемость, возможность быстрого развёртывания новых стандартов.

Квантовые вычисления и SDR. Прогресс в области квантовых компьютеров в будущем может значительно повысить эффективность функционирования SDR радиотехнических систем. Например, алгоритм Гровера может экспоненциально ускорить поиск сигналов в большом пространстве параметров, квантовые алгоритмы оптимизации найдут лучшие коды коррекции ошибок и т.д.

Сферы применения SDR технологий

Образовательные и исследовательские проекты.

Мониторинг воздушного пространства (ADS-B). Автоматическое зависимое наблюдение (ADS-B) — это стандарт, по которому самолёты каждую секунду транслируют свои координаты, высоту, скорость и бортовой номер на частоте 1090 МГц. Любой RTL-SDR-приемник с программой dump1090 или FlightAware позволяет в реальном времени отслеживать воздушные суда в радиусе 200–300 км. Именно таким образом устроена организация получения основной части информации о полетах воздушных судов на сайтах FlightAware и Flightradar24.

Исследования в области беспроводной передачи данных. SDR открыл новую эпоху в развитии систем и сетей беспроводной связи [10]. С помощью HackRF или USRP исследователи могут записывать и анализировать сигналы брелоков автосигнализаций, систем TPMS (датчики давления в шинах), метеорологических зондов, пейджеров и любых других систем беспроводной передачи данных (WiFi, GSM и т.д.). Компания SDRplay, например, предлагает образовательную программу для школ, колледжей и университетов. Программно-определяемые радиостанции серии RSP (RSP1B, RSPduo, nRSP-ST) используются для обучения студентов принципам работы радио, цифровой обработки сигналов и создания собственных радиопроектов. Такие системы помогают формировать навыки будущих инженеров и исследователей в сфере радиотехники.

Любительская радиосвязь. SDR произвёл революцию в радиолюбительском сообществе. Программы WSJT-X и JTDX реализуют режимы FT8/FT4, позволяющие организовывать связь в мировом масштабе при мощности передатчика 5–10 Вт. Визуализация спектрограмм в программных платформах GNU Radio и SDR# помогают анализировать прохождение радиоволн, а Skywave Linux (специализированный дистрибутив Linux) поставляется с предустановленным полным набором SDR-инструментов для коротковолновой связи.

Системы и сети телекоммуникаций. С развитием технологий SDR многие ведущие компании начали выпускать коммерческие системы, отвечающие высоким требованиям в области безопасности, совместимости и надежности связи. Крупнейшие производители телекоммуникационного оборудования (Ericsson, Nokia, Samsung) используют USRP и специализированные SDR-платформы для разработки и тестирования стеков протоколов 4G LTE и 5G NR. Базовые станции мобильных сетей связи 5G (в перспективе 6G) используют принципы SDR для поддержки одновременного множественного доступа с использованием различных частотных диапазонов, протоколов и стандартов передачи данных. Компания Rohde & Schwarz предлагает линейку SDR под брендами SOVERON (для военного применения) и CERTIUM (для гражданской связи). Компании Thales и L3Harris Technologies производят системы SDR, применяемые для тактической связи и радиоэлектронной борьбы. Например, RT-2129 CNR от Thales используется армией США для модернизации устаревших систем связи. Компании Elbit Systems, Leonardo, BAE Systems и др. также активно внедряют SDR для создания перспективных мультифункциональных коммуникационных платформ. Современные системы спутниковой связи (StarLink, OneWeb и др.) в целях повышения эффективности их функционирования также решают ряд радиотехнических задач в рамках концепции SDR (адаптивное диаграммообразование;

автоматическое отслеживание сдвига частоты из-за движения спутников; смена законов и параметров модуляции сигналов в зависимости от качества канала связи; динамическое распределение полосы пропускания между пользователями и др.). LoRaWAN, NB-IoT, Zigbee и другие стандарты LPWAN (Low Power Wide Area Network) реализуются на SDR платформах, обеспечивая низкое потребление энергии благодаря программной оптимизации, гибкость в выборе модуляции и скорости передачи данных, а также возможность сосуществования множества различных стандартов на одном устройстве.

Радиолокационные системы. Современные РЛС с АФАР (Active electronically scanned array, AESA), РЛС с синтезом апертуры (Synthetic Aperture Radar System, SAR) и другие виды РЛС реализуются на SDR-платформах. Это позволяет менять частоту дискретизации и разрешение в реальном времени, реализовать сложные алгоритмы обработки в цифровой области, а также адаптировать параметры РЛС под условия окружающей среды.

Средства радиоэлектронной борьбы. Устройства на основе SDR технологий используются для мониторинга и контроля радиочастотного спектра, обнаружения и анализа радиосигналов. Обработка сигналов на универсальных вычислительных платформах в рамках SDR концепции позволяет использовать элементы ИИ и алгоритмы машинного обучения для решения задач обнаружения сигналов, классификации типов модуляции и оценки параметров модуляции, назначения наиболее эффективных структуры и параметров помех, а также широкого перечня других специфических задач радиоэлектронной борьбы.

Заключение

Программно-определяемое радио прошло путь от академической концепции до повсеместно применяемой технологии менее чем за тридцать лет. В настоящее время SDR — это одновременно мощный инструмент исследователя, доступная учебная платформа и основа промышленной телекоммуникационной инфраструктуры.

Доступность бюджетных платформ (RTL-SDR за 15 долларов) совместно с богатейшей экосистемой открытого программного обеспечения (GNU Radio, srsRAN, OpenWebRX) снизила порог входа практически до нуля. Студент с ноутбуком и USB-SDR приемником сегодня может решать задачи, которые двадцать лет назад требовали хорошо оснащенной радиотехнической лаборатории за сотни тысяч долларов.

В перспективе конвергенция SDR технологий с элементами ИИ открывает дорогу к полностью автономным когнитивным радиосистемам, способным самостоятельно оптимизировать процесс использования радиочастотного спектра, выбирать наиболее эффективные протоколы передачи данных и адаптироваться к помеховой обстановке. Это делает понимание SDR-технологий не просто полезным, а стратегически необходимым навыком для инженеров нового поколения.

Начать практическое освоение SDR технологий можно с установки GNU Radio, приобретения RTL-SDR-приемника и воспроизведения классических учебных задач: приём FM-радио, декодирование пакетов ADS-B, визуализация радиочастотного спектра. Этот практический фундамент послужит отправной точкой для изучения более сложных тем — OFDM, MIMO и протоколов сотовой связи.

Список использованных источников

1. Mitola, J. (1992). Software Radios: Survey, Critical Evaluation and Future Directions. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 8(4), 25–31.
2. Dillinger, M., Madani, K., & Alonistioti, N. (Eds.). (2003). Software Defined Radio: Architectures, Systems and Functions. John Wiley & Sons.
3. Хорошавин, В. А., & Ефимов, Е. Н. (2020). Программно-определяемые радиосистемы: архитектура и применение. Радиотехника, (3), 45–57.
4. Markus, C., Rhett, D., & Balint, S. (2016). RTL-SDR for Engineers and Hobbyists: From Basics to Advanced Techniques. CreateSpace Independent Publishing.
5. Ettus Research. (2023). USRP Hardware Driver and USRP Manual. Официальная документация. <https://files.ettus.com/manual/>
6. Blossom, E. (2004). GNU Radio: Tools for Exploring the Radio Frequency Spectrum. Linux Journal, 2004(122), 4.
7. GNU Radio Project. (2024). GNU Radio Documentation. <https://wiki.gnuradio.org/>
8. Fette, B. A. (Ed.). (2009). Cognitive Radio Technology (2nd ed.). Newnes / Elsevier.
9. Haykin, S. (2005). Cognitive Radio: Brain-Empowered Wireless Communications. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 23(2), 201–220.
10. Orebaugh, A., & Ramirez, G. (2007). Ethereal Packet Sniffing. Syngress Publishing.

УДК 658.78:004.8-047.36

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ ИНФОРМАЦИОННАЯ СИСТЕМА МОНИТОРИНГА ТОВАРНО-ТРАНСПОРТНЫХ ПОТОКОВ

В.И. ДРАВИЦА, А.В. АГАФОНОВ, И.А. КОРОЛЬ

*Межотраслевой научно-практический центр систем идентификации и электронных деловых операций
(Государственное предприятие «Центр систем идентификации») Национальной академии наук Беларуси
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: VDravitsa@ids.by

Аннотация. Представлено описание Интеллектуальной информационной системы мониторинга товарно-транспортных потоков, разработанной Межотраслевым научно-практическим центром систем идентификации и электронных деловых операций (Государственное предприятие «Центр систем идентификации») Национальной академии наук Беларуси. Система является цифровой платформой и позволяет отслеживать перемещение товаров по стране и международным коридорам в реальном режиме времени, используя современные технологии идентификации – штриховые и двухмерные коды, RFID-метки – для автоматического сбора информации о перемещениях товаров.

Abstract. This article presents the Intelligent Information System for Monitoring Goods and Transport Flows developed by the Intersectoral Research and Practical Centre for Identification Systems and Electronic Business Operations (State Enterprise «Centre for Identification Systems») of the National Academy of Sciences of Belarus. The system is a digital platform that enables real-time tracking of goods movement throughout the country and along international transport corridors. It uses modern identification technologies – barcodes, two-dimensional barcodes (2D barcodes), and RFID tags – to automatically capture data on the movement of goods.

Введение

В последние десятилетия самой быстроразвивающейся инновационной областью являются цифровые технологии, что привело к перевороту во многих областях и в первую очередь в системах управления товарно-транспортными потоками.

С учетом открытости экономики Беларуси и прохождения по территории страны транспортных трансграничных коридоров **Интеллектуальная информационная система мониторинга товарно-транспортных потоков (ИИСМ)** построена с использованием современных технологий автоматической идентификации и электронного документооборота и на базе глобальных международных стандартов, рекомендаций, лучших мировых практик и с учетом законодательства Республики Беларусь [1].

Создание системы позволило с одной стороны гармонизировать и ускорить переход на процессы управления товарно-транспортными потоками на основе современных цифровых технологий, сократить издержки за счет автоматизации учетных операций, максимального исключения ручного формирования документов и, как следствие, исключения человеческого фактора и возможных ошибок.

С другой стороны, переход на современные технологии управления товарно-транспортными потоками позволил обеспечить эффективное управление международными перевозками по территории Беларуси, а также интегрироваться в международные системы управления транзитными коридорами, проходящими по территории Беларуси и связывающими страны Европейского союза, Российскую Федерацию, Китайскую Народную Республику и страны юго-востока, что в результате усиливает транзитный потенциал страны и обеспечивает мониторинг перемещения товаров в реальном режиме времени.

Назначение и логика системы

ИИСМ **предназначена** для автоматизации процессов управления товарно-транспортными потоками и позволяет создавать механизмы дистанционного мониторинга и прослеживаемости товарных потоков в цепях поставок.

Создание ИИСМ позволило развернуть в Республике Беларусь инфраструктуру, обеспечивающую реализацию следующих **технологий**:

«ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ 2026»

Международная научно-техническая конференция, 9-10 июня 2026 г., Минск, Республика Беларусь

- полное соответствие идентификации и описаний товаров, перемещаемых по товарно-транспортным коридорам, требованиям глобальных международных стандартов GS1 и рекомендаций ЕЭК ООН в части электронного бизнеса;
- автоматическая идентификация и возможность отслеживания товаров в цепях поставок на любом уровне иерархии: потребительская единица (товар), групповая упаковка, логистическая (транспортируемая) единица;
- контроль и учет участниками цепей поставок без искажения базовых характеристик и параметров перемещаемых товаров;
- обеспечение прослеживаемости пищевых продуктов и других критичных групп товаров, подлежащих контролю со стороны регулирующих органов, в т.ч. подакцизных товаров;
- существенное снижение номенклатуры и объемов бумажных товаросопроводительных документов и, как следствие, снижение расходов на их приобретение, заполнение, учет, хранение, списание;
- исключение ошибок при оформлении юридически-значимых товаросопроводительных электронных документов;
- ускорение процессов обмена информацией между коммерческими партнерами и регулируемыми структурами;
- возможность мониторинга поставок на основе единообразия идентификационных данных о товарах на упаковках и данных об этих товарах в электронных сообщениях и, как следствие – синхронизация электронных данных в документах с реальными событиями, происходящими с контролируемыми объектами (транспортными и товарными единицами и/или партиями);
- снижение операционных расходов на информационное сопровождение поставок;
- повышение уровня контроля цепей поставки и прозрачности операций;
- защита прав потребителей на получение качественных данных о товарах, их состоянии и местонахождении, предоставленных от централизованного источника.

Основной задачей, решенной в ходе создания системы, является обеспечение взаимодействия её компонентов на основе следующих бизнес-процессов:

- регистрация предприятий (ИС предприятий), генерирующих идентификационные коды GS1, а также предприятий и организаций, поддерживающих процесс мониторинга маркированных объектов;
 - регистрация идентификационных кодов объектов, проверка их уникальности и легитимности;
 - публикация (хранение) событий о перемещении маркированных объектов;
 - рассылка событий о перемещении маркированных объектов организациям подписчикам;
 - обеспечения поисковых сервисов (Query Interface): предоставить по идентификационному коду объекта регистрационные данные производителя, его локацию (место расположения), трассировку (прослеживаемость) его перемещений;
 - просмотр содержимого групповой единицы продукции (паллеты, контейнера, другой разновидности групповой упаковки товара) по заданному идентификационному коду.
- ИИСМ функционирует в распределенной информационной среде, и интегрируется, по мере необходимости, со следующими **смежными системами** на основе Web-сервисов:
- межведомственная распределенная информационная система «Банк данных электронных паспортов товаров» в части обеспечения процессов проверки подаваемой на входы информации о товарах и об участниках;
 - международная облачная платформа товарной номенклатуры GRP (GS1 Registry Platform) для обеспечения загрузки базовой информации, присвоенных Ассоциацией GS1 Бел. участникам, в регистры GRP: регистр GSP; регистр GLN; регистр GTIN для всех товаров с типовым набором описаний;
 - ERP-системы предприятий-производителей в части идентификации объектов, фиксации событий маркировки товаров, упаковок, логистических единиц, хранения на складах и отгрузки (запуску товаров в цепь поставки);
 - системы транспортных компаний в части фиксации событий, связанных с транспортировкой, перегрузкой объектов, их доставки в дистрибутивные центры или в точки продаж;
 - системы дистрибутивных центров ритейлеров, предприятия торговли в части фиксации событий по приемке товаров, их хранения, трансформации, переупаковки и перемаркировки, дальнейшего продвижения по цепи поставок или продажи конечному потребителю;
 - системы EDI-провайдеров в части синхронизации информации по физическому перемещению товаров по цепи поставки с электронными сообщениями, на основании которых выполнялись операции по заказу, доставке, оплате и т.д.

Функционирование ИИСМ базируется на технологиях Internet, при этом реальное месторасположение рабочего места пользователя не влияет на выполнение функций в рамках его полномочий. ИИСМ выполняет интеграционные функции для информационных систем, использующих для маркирования объектов идентификационные ключи GS1, которые позволяют идентифицировать объекты различной природы – товарные

единицы, логистические единицы, документы и т.д. Применяются различные способы нанесения идентификационных ключей на маркируемый объект.

Как видно, из приведенной схемы на рисунке 1, все системы осуществляют взаимодействие через общий информационный ресурс – Репозиторий событий посредством стандартизованных Web-сервисов.

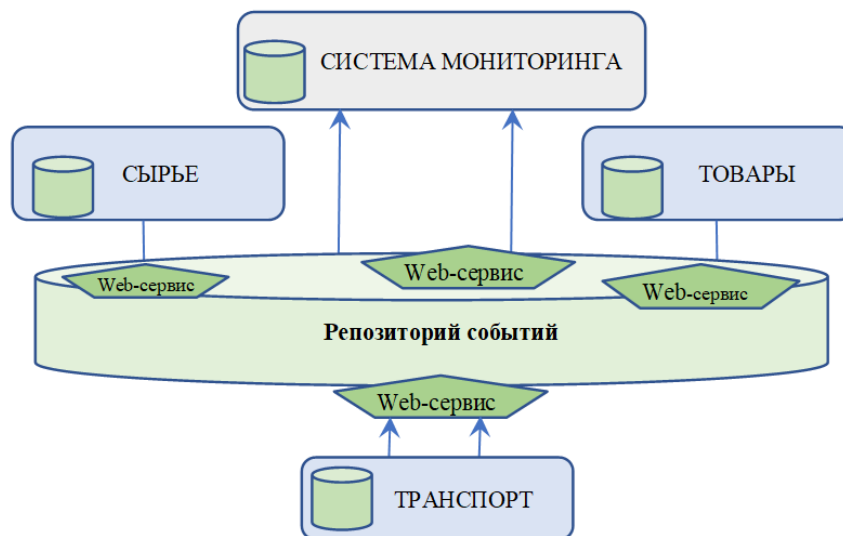


Рис.1. Структура ИИСМ

Управляющим компонентом является система мониторинга, определяющая участников (физических, юридических лиц, систем и программных приложений), обеспечивающих поступление событий в Репозиторий, либо использующих данные из него для целей мониторинга.

Взаимосвязь систем в ИИСМ построена на использовании стандарта **EPICIS** (Electronic Product Code Information Services, Информационные сервисы электронного кода продукта или Информационные сервисы ЕРС) – это флагманский стандарт GS1 для обмена данными, обеспечивающий прозрачность как внутри организаций, так и по всей цепи поставок торговых партнеров и других заинтересованных сторон [2]. Он помогает получить информацию о том, **«что, когда, где, почему и как»** происходит с продуктами и другими активами, позволяя собирать и обмениваться совместимой информацией о статусе, местоположении, перемещении в цепи поставок.

CBV (Core Business Vocabulary, основной бизнес-словарь) – это сопутствующий стандарт, который предоставляет определения значений данных, которые могут использоваться для заполнения структур данных, определенных в стандарте EPICIS [3].

Цель стандарта EPICIS состоит в том, чтобы обеспечить разрозненные и в корне отличные друг от друга приложения возможностью максимально эффективно использовать данные электронного кода продукта ЕРС путем предоставления одновременного доступа к ЕРС-данным как в рамках одного предприятия, так и для совместного использования этих данных несколькими предприятиями. Основной задачей такого совместного использования является предоставление участникам электронного взаимодействия возможности получить информацию о расположении объектов в рамках контролируемой цепи событий.

Система, основанная на EPICIS, поддерживает требования потребителя к большему количеству информации о продукте, в том числе о том пути, который продукт проходит до покупателя. Важно отметить, что EPICIS представляет собой набор стандартов интерфейса, один для сбора данных и один для запроса данных. Основной бизнес-словарь CBV обеспечивает бизнес-контекст модели данных, предписанной в EPICIS. Многие программные приложения, ориентированные на прослеживаемость, внедряют EPICIS в качестве основы. Действительно, организации, которые хотят разработать стратегию мониторинга, должны искать решения, основанные на этом стандарте.

В новых версиях стандартов 2023 года EPICIS и CBV 2.0 добавлены следующие новые **возможности**:

- поддержка данных устройств IoT (различных сенсоров и датчиков) для мониторинга состояния товаров (например, в холодовых цепях поставок) и процессов промышленного Интернета вещей;
- появление нового измерения событий «how?» (как?), позволяющего отслеживать качественные показатели при движении товара по цепи поставок;
- сведения о сертификации, относящиеся к продукции, организациям и их локациям;

- связанные данные о событиях, списках кодов и конкретных значениях параметров, доступные для просмотра в реальном режиме времени;
- синтаксис JSON/JSON-LD, удобный для разработчиков;
- протокол обмена REST API для сбора и запроса данных о событиях, упрощающий интеграцию EPCIS в развивающиеся приложения;
- синтаксис Digital Link URI GS1;
- описание структуры для выражения идентификаторов GS1 и данных событий EPCIS.

После того, как бизнес-процесс полностью определен, выявляются и описываются события мониторинга.

Методология моделирования мониторинга включает следующие этапы:

- 1) определить цели мониторинга и требования к нему;
- 2) задокументировать бизнес-процессы;
- 3) разбить каждый этап бизнес-процесса на ряд дискретных бизнес-шагов;
- 4) определить, какие бизнес-шаги требуют отражения в мониторинге;
- 5) смоделировать каждый шаг как событие мониторинга и понять, какая информация необходима с точки зрения бизнес-приложения;
- 6) определить, какие данные должны быть включены в событие мониторинга: начать со стандартных полей данных EPCIS; определить поля расширений в случае необходимости;
- 7) определить словари, которые заполняют каждое поле данных, в соответствии с разделами стандарта CBV;
- 8) определить цели мониторинга и требования к нему;
- 9) задокументировать бизнес-процессы;
- 10) разбить каждый этап бизнес-процесса на ряд дискретных бизнес-шагов;
- 11) определить, какие бизнес-шаги требуют отражения в мониторинге;
- 12) смоделировать каждый шаг как событие мониторинга: понять, какая информация необходима с точки зрения бизнес-приложения;
- 13) определить, какие данные должны быть включены в событие мониторинга: начать со стандартных полей данных EPCIS; определить поля расширений в случае необходимости;
- 14) определить словари, которые заполняют каждое поле данных, в соответствии с разделами стандарта CBV;
- 15) задокументировать события мониторинга в таблице данных.

Состав и структура системы

Основная концепция EPCIS заключается в определении стандартного интерфейса, который позволит собирать и запрашивать данные, касающиеся ЕРС, используя определенный набор сервисных процессов и сопряженных стандартов данных ЕРС. При этом обеспечивается необходимый уровень безопасности в соответствии с требованиями компаний-пользователей. В большинстве случаев для этого требуется использование одной или более баз данных для долговременного хранения данных ЕРС, хотя организация EPCIS может применяться для прямого обмена информацией между приложениями без использования баз данных долговременного хранения.

Задача EPCIS обширна и подразумевает совместное использование информации ЕРС всеми участниками технологической цепи. Учитывая, что ИИСМ является централизованным ресурсом национального масштаба, в структуру системы входят все необходимые атрибуты Internet-ресурса массового пользования. Система строится по архитектуре «клиент-сервер» и имеет следующую структуру, представленную на рисунке 2.

1. Центральный узел системы, включающий:

- компонент администрирования, обеспечивающий: регистрацию участников системы; определение данных GS1 участников; определение ролей участников, используемых Web-сервисов; формирование договора;
- EPCIS-сервер, обеспечивающий: Web-сервисы фиксации событий (CaptureInterface); базу данных хранения событий (EPCIS репозиторий событий); Web-сервисы обработки запросов (QueryInterface); Web-сервисы подписки (Subscription).

2. Личный кабинет, содержащий: конфигуратор цепи поставок, включающий данные по объектам мониторинга, локациям и точкам фиксации событий, определение бизнес-шагов и диспозиций объектов в точках фиксации; формирование обычных запросов в систему; формирование подписок на определенные типы событий; функции мониторинга цепи поставок; словари и справочники.

3. Внешние стационарные АРМ идентификации и маркировки объектов.

4. Мобильные АРМ фиксации событий и мониторинга.

Взаимодействие основных узлов системы

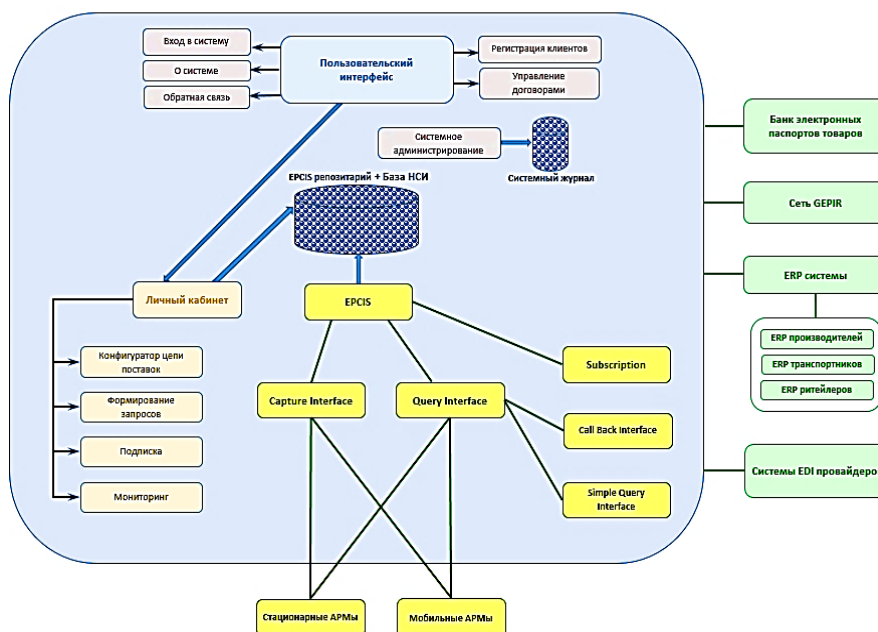


Рис.2. Взаимодействие основных узлов ИИСМ

Взаимосвязь физического перемещения товаров по цепи поставки сопровождается периодическими запросами на получение мастер-данных об участниках, локациях, товарах.

В системе реализуется многоуровневая схема защиты информации от несанкционированного доступа, обеспечивающая необходимую конфиденциальность, разграничение доступа и протоколирование действий пользователей и взаимодействующих информационных ресурсов.

Заключение

В 2025 году разработаны **новые функции ИИСМ**, по реализации новых возможностей стандартов EPCIS и CBV 2.0, основные из которых это:

- доработка структуры EPCIS-документа для описания событий от сенсорных устройств IoT;
- доработка функций системы мониторинга, применяющих типовые сервисы EPCIS 2.0 (Capture, Query, Subscription).

ИИСМ позволяет гармонизировать и ускорить переход на процессы управления товарно-транспортными потоками на основе цифровых технологий, сократить издержки за счет автоматизации учетных операций, максимального исключения ручного формирования документов и как следствие исключения человеческого фактора и возможных ошибок.

Эффективность внедрения ИИСМ определяется следующими основными показателями (техническими показателями, экономическим и (или) социальным эффектом):

- переход на электронные товаросопроводительные документы позволяет в 2 раза уменьшить затраты на их формирование у грузоотправителя и грузополучателя;
- использование механизмов автоматической идентификации товаров, грузов позволяет обеспечить автоматический ввод данных в систему, что ускоряет процедуру ввода и исключает ошибки присущие ручному набору;
- гармонизация на основе международных стандартов механизмов обработки товарно-транспортных потоков позволяет унифицировать операции обмена данными с зарубежными аналогичными системами, а также повышает показатели страны в различных международных рейтингах ведения бизнеса, уровня развития логистической системы.

Список использованных источников

1. Цифровые экосистемы идентификации и прослеживаемости товаров в цепях поставок: теория и практика / В. И. Дравица, А. В. Агафонов, Г. Е. Волнистый, И. А. Король, Е. А. Якушкин; Нац. акад. наук Беларуси, Центр систем идентификации. – Минск : Беларуская навука, 2026. – 317 с. – ISBN 978-985-08-3421-8.
2. 19. ISO/IEC 19987:2024 «Information technology – EPC Information Services (EPCIS)». – URL: <https://www.iso.org/ru/standard/85557.html> (дата обращения: 15.05.2026).
3. ISO/IEC 19988:2024 «Information technology – GS1 Core Business Vocabulary (CBV)». – URL: <https://www.iso.org/standard/85558.html> (дата обращения: 15.05.2026).

УДК 621.396.61:623.746.4-519

РАДИОПЕРЕДАТЧИК БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

Д.А. ДУРОВИЧ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: durovich2000@mail.ru

Аннотация. Представлен радиопередатчик беспилотного летательного аппарата, работающий в диапазоне 5,75–5,85 ГГц. Рассмотрены структурная схема устройства, особенности формирования QPSK-сигнала и выбор элементной базы. Показано, что применение интегральных СВЧ-компонентов позволяет обеспечить высокую стабильность частоты и выходную мощность до 10 Вт при компактных габаритах.

Abstract. The paper presents a radio transmitter for an unmanned aerial vehicle operating in the 5.75–5.85 GHz frequency range. The structural diagram, QPSK signal generation, and component selection are considered. The use of integrated microwave components provides high frequency stability and output power up to 10 W with compact dimensions.

Введение

Современные беспилотные летательные аппараты требуют применения компактных и энергоэффективных систем радиосвязи, обеспечивающих устойчивую передачу данных в условиях ограниченного частотного ресурса. Одним из ключевых элементов таких систем является радиопередатчик, формирующий высокочастотный сигнал с требуемыми параметрами мощности и спектральной чистоты.

Разработка функциональной схемы

Разработанный радиопередатчик предназначен для работы в диапазоне частот 5,75–5,85 ГГц и обеспечивает выходную мощность 10 Вт. В качестве вида модуляции выбрана квадратурная фазовая манипуляция QPSK, обладающая высокой спектральной эффективностью и устойчивостью к помехам [1].

Структурная схема устройства (рис.1) включает синтезатор частоты LTC6948-4 [2], квадратурный модулятор LT5572 [3], смеситель LTC5549 [4] и усилитель мощности TGA2307-SM [5]. Формирование сигналов I/Q осуществляется микропроцессором STM32F373C8 [6] со встроенными цифро-аналоговыми преобразователями. Управление режимами работы синтезатора выполняется через интерфейс SPI.

Для обеспечения высокой стабильности частоты используется кварцевый опорный генератор CVND-950-100.000 [7] и система фазовой автоподстройки частоты. После смесителя сигнал проходит через полосовой фильтр DEA255787BT-2044A1 [8], подавляющий паразитные составляющие спектра. Усиление сигнала до требуемого уровня выполняется выходным каскадом на основе монолитного усилителя мощности.

Применение интегральной элементной базы позволило уменьшить массогабаритные характеристики устройства и повысить его надежность, что особенно важно для систем связи БПЛА.

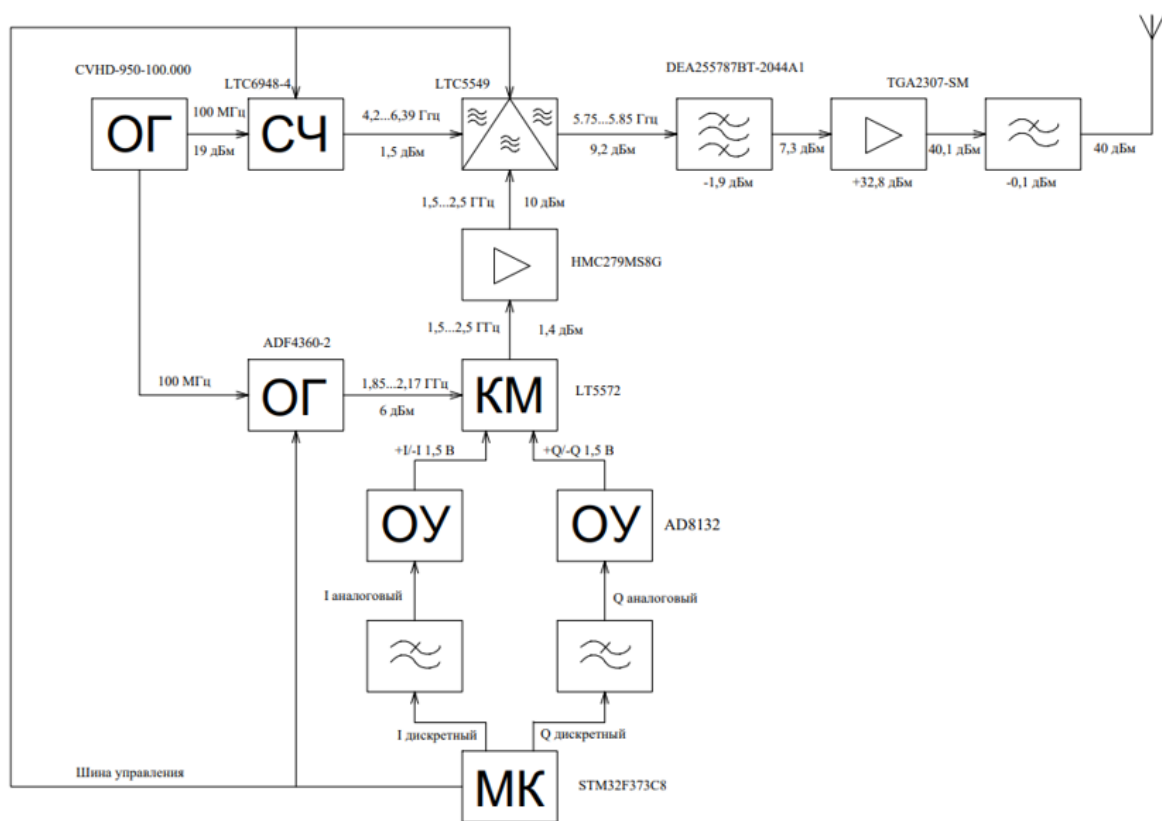


Рис. 1 Функциональная схема радиопередатчика БПЛА

Заключение

В результате выполненной работы разработан радиопередатчик БПЛА с QPSK-модуляцией, обеспечивающий работу в диапазоне 5,75–5,85 ГГц при выходной мощности 10 Вт. Использование современных СВЧ-микросхем и цифрового управления позволило обеспечить высокую стабильность частоты, компактность конструкции и соответствие современным требованиям к беспроводным системам передачи данных.

Список использованных источников

1. Радиопередающие устройства: Учебник для вузов / под редакцией В.В. Шахгильдяна – М.: Радио и связь, 2003 – 560 с.
2. Синтезатор частот [Электронный ресурс]. Режим доступа : <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/6948fa.pdf>
3. Квадратурный модулятор [Электронный ресурс]. Режим доступа : <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/5572f.pdf>
4. Смеситель [Электронный ресурс]. Режим доступа : <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/5549fa.pdf>
5. Усилитель мощности [Электронный ресурс]. Режим доступа : https://eu.mouser.com/datasheet/3/1081/1/TGA2307_SM_Data_Sheet.pdf
6. Микропроцессор [Электронный ресурс]. Режим доступа : <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f373c8.pdf>
7. Осциллятор [Электронный ресурс]. Режим доступа : <https://www.alldatasheetru.com/datasheetpdf/view/575059/CRYSTEKCRYSTAL/CVHD-950-100.000.html>
8. Полосовой фильтр [Электронный ресурс]. Режим доступа : https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/rf/rf/filter/catalog/rf_bpf_dea255787bt-2044a1_en.pdf

УДК 621.382.323:519.67-047.58

ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ И ОПТИМИЗАЦИИ GAN/ALGAN HEMT В СРЕДЕ WOLFRAM MATHEMATICA

Е.В. ЖУК

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: zegor091@gmail.com

Аннотация. Представлен программный комплекс в среде *Wolfram Mathematica* для параметрического моделирования и оптимизации гетероструктурных транзисторов GaN/AlGaN HEMT. Комплекс реализует расчет статических выходных характеристик, крутизны, порогового напряжения, а также оценку высокочастотных параметров f_T и f_{MAX} с учетом температуры канала, длины затвора и паразитных элементов. Выполнены вычислительные эксперименты по исследованию семейства выходных ВАХ, зависимости g_m от напряжения затвора, карты распределения порогового напряжения, температурной деградации частотных характеристик, влияния масштабирования длины затвора и оптимизации параметров гетероструктуры. Показано, что в рамках принятой модели повышение температуры канала от 300 до 600 К снижает f_T примерно с 66 до 46 ГГц, а уменьшение длины затвора от 1,0 до 0,05 мкм повышает f_T примерно с 20 до 115 ГГц. Найдена рациональная область проектных параметров для затвора 0,15 мкм: толщина барьера AlGaN около 15 нм, мольная доля Al около 28,3 %, пороговое напряжение около -2,50 В и прогнозная предельная частота около 97,8 ГГц.

Abstract. A software package in Wolfram Mathematica for parametric modeling and optimization of GaN/AlGaN HEMTs is presented. The package provides calculation of static output characteristics, transconductance, threshold voltage, and estimation of the high-frequency parameters f_T and f_{MAX} with account for channel temperature, gate length, and parasitic elements. Computational experiments were carried out for the output I-V family, g_m versus gate voltage, threshold-voltage map, thermal degradation of frequency characteristics, gate-length scaling, and heterostructure optimization. Within the adopted model, increasing the channel temperature from 300 to 600 K reduces f_T from about 66 to 46 GHz, whereas decreasing the gate length from 1.0 to 0.05 μm raises f_T from about 20 to 115 GHz. A rational parameter region for a 0.15 μm gate was obtained: AlGaN barrier thickness about 15 nm, Al mole fraction about 28.3%, threshold voltage about -2.50 V, and predicted cutoff frequency about 97.8 GHz.

Введение

GaN/AlGaN HEMT относятся к числу наиболее перспективных приборов современной СВЧ- и миллиметровой электроники благодаря высокой плотности двумерного электронного газа, большому напряжению пробоя и возможности работы при повышенных напряженностях электрического поля [1]. Физическая основа работы таких транзисторов связана с формированием 2DEG на границе AlGaN/GaN под действием спонтанной и пьезоэлектрической поляризации [1]. Это делает структуры данного типа востребованными для усилителей мощности, приемопередающих модулей, радиолокационных систем и перспективных узлов связи диапазонов *microwave* и *mm-wave* [2], [3].

Одновременно с ростом рабочих частот повышаются требования к быстрому инженерному анализу транзисторных структур. Полноценное TCAD-моделирование дает высокую точность, однако на ранних этапах проектирования оно требует значительных вычислительных затрат. Поэтому актуальны компактные полуэмпирические модели, позволяющие оперативно исследовать влияние геометрии, состава гетероструктуры, температуры и паразитных элементов на основные характеристики прибора [4–6]. Целью настоящей работы является разработка программного комплекса в среде *Wolfram Mathematica* для параметрического моделирования и оптимизации GaN/AlGaN HEMT, ориентированного на предварительное проектирование и сравнение вариантов гетероструктуры.

Математическая модель транзистора

В основу программного комплекса положена компактная полуэмпирическая модель, в которой сохранены наиболее значимые для инженерного анализа физические связи между параметрами гетероструктуры и электрическими характеристиками прибора. В отличие от полноценных численных TCAD-подходов, здесь

используется аналитическое описание, позволяющее за короткое время многократно пересчитывать характеристики при варьировании состава AlGa_N, толщины барьерного слоя, длины затвора и температуры канала. Такой подход особенно удобен при решении задач предварительного проектирования, когда необходимо не столько детально реконструировать распределение полей и концентраций во всем объеме структуры, сколько быстро оценить тенденции и выявить чувствительные параметры [4–6].

Первым базовым звеном модели является параметрическое описание порогового напряжения. В рассматриваемой реализации оно задается как функция мольной доли алюминия и толщины барьерного слоя AlGa_N. Подобная аппроксимация отражает известный физический факт: увеличение поляризационных эффектов при росте содержания Al и изменение эффективной толщины барьера приводят к смещению режима отсечки. Хотя такая зависимость не претендует на полное описание всех механизмов формирования порога, она позволяет получить наглядную двумерную карту проектных состояний и оценить, в какой области параметров прибор сохраняет требуемый режим управления затвором [1], [2].

Второй важный элемент модели связан с описанием концентрации двумерного электронного газа. Для обеспечения устойчивой работы численного алгоритма в окрестности порогового режима в коде введена сглаженная функция эффективного напряжения затвора. За счет этого переход от закрытого канала к открытому происходит непрерывно, без разрывов производных, что особенно важно при дальнейшем вычислении крутизны и частотных характеристик. Получаемая концентрация *2DEG* зависит одновременно от эффективного напряжения на затворе и от толщины барьерного слоя, поэтому модель естественным образом связывает геометрию гетероструктуры с уровнем тока стока.

Ток стока задается гладкой аналитической функцией, которая сочетает признаки короткоканального режима, насыщения скорости носителей и перехода от линейной области к квазинасыщению. Температурное влияние учитывается через деградацию подвижности и уменьшение скорости насыщения электронов при нагреве канала. Дополнительно в выражение для тока введен множитель, аналогичный эффекту Эрли, что позволяет воспроизвести положительный наклон выходных характеристик в области насыщения. Паразитное сопротивление истока входит в модель не как внешний поправочный коэффициент, а как параметр, непосредственно подавляющий эффективную крутизну прибора. Благодаря этому уже на уровне статической модели учитывается ухудшение управляемости канала при росте омических потерь.

На основе аналитического выражения для тока автоматически определяются малосигнальные параметры. Крутизна g_m и выходная проводимость g_{ds} вычисляются дифференцированием по напряжениям затвора и стока соответственно. Емкость затвор-исток C_{gs} задается отдельной гладкой зависимостью, ограниченной в области закрытого канала. Далее из совокупности g_m , g_{ds} , C_{gs} и паразитной емкости C_{gd} формируются оценки предельной частоты f_T и максимальной частоты генерации f_{MAX} . Таким образом, в программном комплексе реализована сквозная цепочка «параметры гетероструктуры – токовые характеристики – малосигнальные параметры – СВЧ-показатели», что и составляет основную научно-прикладную ценность разработанной модели.

Структура программного комплекса

Программный комплекс построен по модульному принципу и включает блок задания физических констант и параметров структуры, ядро модели статических характеристик, модуль вычисления малосигнальных параметров и блок высокочастотных оценок. В качестве базовых переменных используются длина и ширина затвора, толщина барьерного слоя AlGa_N, мольная доля алюминия, температура канала, а также паразитные сопротивления и емкости. Пороговое напряжение задается параметрически через состав и толщину барьера, а ток стока определяется гладкой аналитической зависимостью, обеспечивающей устойчивое вычисление производных вблизи области отсечки.

В малосигнальном блоке автоматически рассчитываются крутизна g_m , выходная проводимость g_{ds} и эквивалентная емкость затвора C_{gs} . Далее на их основе определяются предельная частота f_T и максимальная частота генерации f_{MAX} с учетом паразитных элементов R_s , R_g и C_{gd} . Отдельный оптимизационный модуль реализует поиск рациональных параметров гетероструктуры по выбранному критерию качества. В настоящей работе в качестве целевой функции принят максимум f_T при фиксированной длине затвора и ограничениях на допустимый диапазон порогового напряжения и технологические параметры эпитаксии.

Логика программной реализации ориентирована на последовательное прохождение пользователем всех уровней анализа. На первом этапе задаются исходные технологические параметры и формируется базовая конфигурация структуры. На втором этапе выполняется расчет статических зависимостей, позволяющий проверить соответствие выбранной конфигурации требуемому пороговому режиму и рабочему диапазону тока. Затем без повторного ввода исходных данных рассчитываются малосигнальные и частотные показатели, что делает исследование целостным и исключает расхождения между отдельными стадиями вычислений.

Отдельного внимания заслуживает выбор среды *Wolfram Mathematica*. Использование данной платформы позволяет объединить в одном файле аналитическое описание модели, символьное и численное дифференцирование, визуализацию результатов и процедуру оптимизации. В результате программный комплекс выступает не только как вычислительный модуль, но и как инструмент интерактивного исследования, пригодный для быстрого сравнения проектных вариантов и подготовки расчетно-графических материалов для последующей конструкторской проработки.

Результаты вычислительных экспериментов

Первый вычислительный эксперимент посвящен исследованию статических характеристик модели. Семейство выходных ВАХ при различных значениях напряжения затвора представлено на рис. 1. С ростом V_{gs} ток стока закономерно увеличивается, а переход от линейной области к квазинасыщению происходит плавно. При $V_{gs} \approx -2,5$ В ток практически подавлен, что соответствует пороговому напряжению нормально-открытого (*depletion-mode*) транзистора в выбранной базовой конфигурации. На рис. 2 показана зависимость крутизны g_m от напряжения затвора при фиксированном напряжении сток-исток. Ниже порога крутизна близка к нулю, а после открытия канала возрастает и выходит на насыщение порядка 0,047 - 0,048 См, что подтверждает корректную работу гладкой модели перехода между режимами.

Форма семейства ВАХ указывает на то, что модель корректно воспроизводит не только сам факт роста тока при повышении напряжения на затворе, но и характер изменения проводимости канала в области малых и средних значений V_{ds} . Наличие плавного насыщения особенно важно для последующего вычисления производных, поскольку исключает искусственные изломы кривых. С инженерной точки зрения данный результат означает, что предложенная модель пригодна для качественной оценки режима работы транзистора в составе усилительного каскада, где необходимо одновременно анализировать токовую нагрузочную способность и устойчивость рабочей точки.

Зависимость g_m от V_{gs} дополняет статическую картину и показывает область наибольшей чувствительности прибора к управляющему воздействию. Выход крутизны на насыщение после открытия канала свидетельствует о том, что в принятой аппроксимации основное ограничение при дальнейшем росте V_{gs} определяется уже не самим процессом формирования проводящего канала, а параметрами насыщения скорости и паразитными потерями. Для предварительного проектирования такой результат полезен тем, что позволяет определить диапазон смещений, в котором целесообразно анализировать усилительные свойства GaN/AlGaN HEMT.

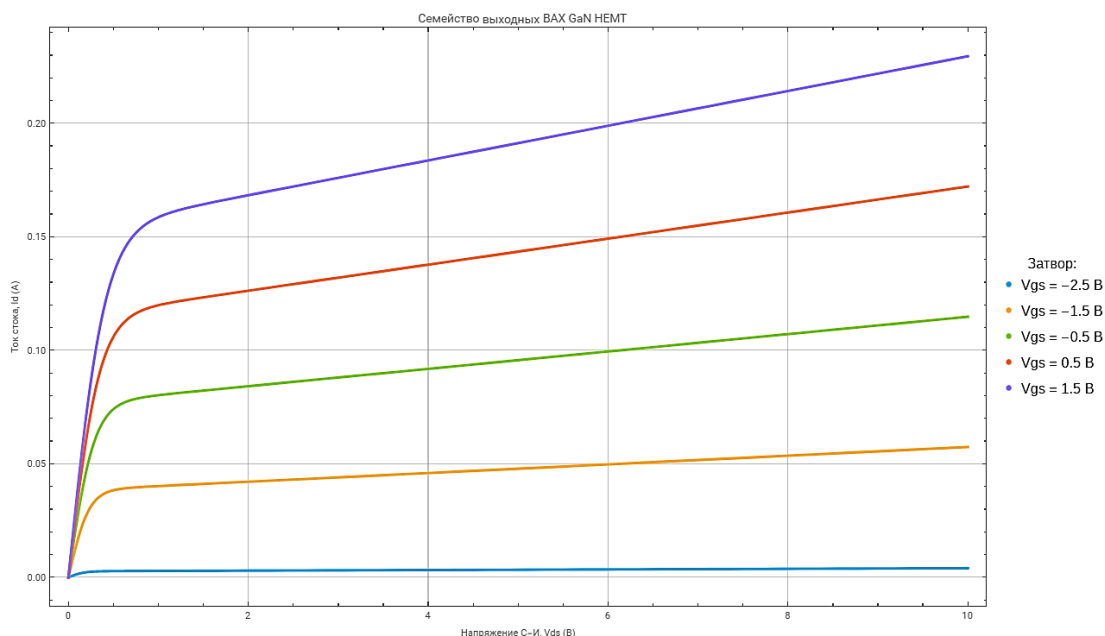


Рис. 1. Семейство выходных характеристик модели GaN/AlGaN HEMT при различных значениях напряжения затвора

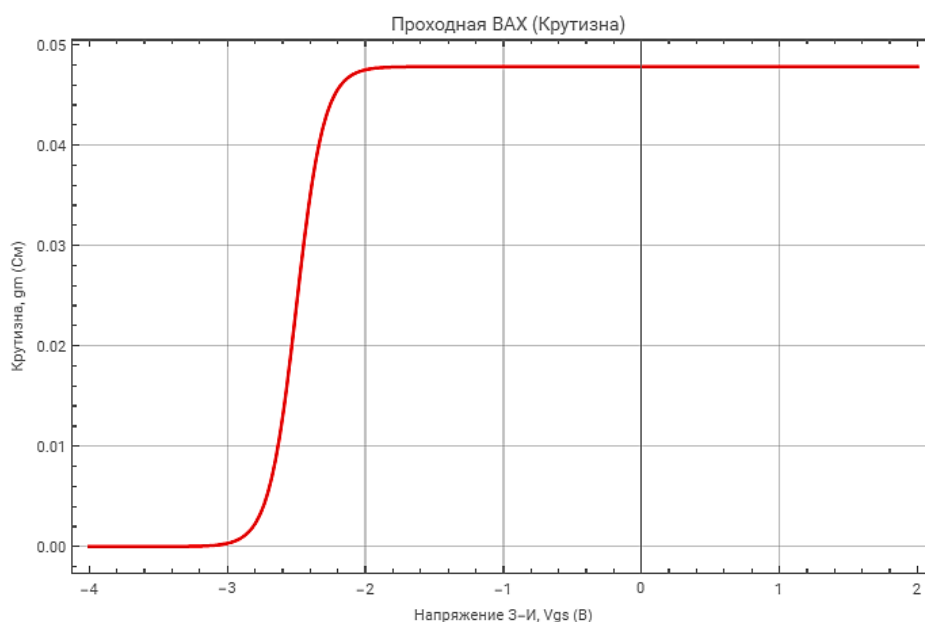


Рис. 2. Зависимость крутизны g_m от напряжения затвора при фиксированном напряжении сток-исток

Во втором эксперименте выполнено параметрическое исследование порогового напряжения в координатах «мольная доля Al – толщина барьера AlGaIn». Полученная карта, приведенная на рис. 3, показывает, что увеличение содержания алюминия и одновременное утолщение барьерного слоя смещают V_{th} в более отрицательную область. В рамках принятой аппроксимации влияние мольной доли Al выражено сильнее, чем влияние толщины барьера, что делает состав сплава удобным проектным параметром для первичной подстройки режима отсечки.

Практический смысл карты V_{th} состоит в том, что она может использоваться как проектная номограмма для выбора структуры под требуемый режим управления. Более сильное влияние мольной доли Al объясняется тем, что именно состав барьерного слоя в наибольшей степени определяет уровень поляризационного заряда и, следовательно, концентрацию двумерного электронного газа на границе раздела. Толщина барьера также существенно влияет на порог, однако в исследуемом диапазоне ее воздействие оказывается менее резким. Это позволяет рассматривать x_{Al} как основной параметр грубой настройки, а толщину d_{AlGaIn} как параметр более тонкой корректировки режима отсечки.

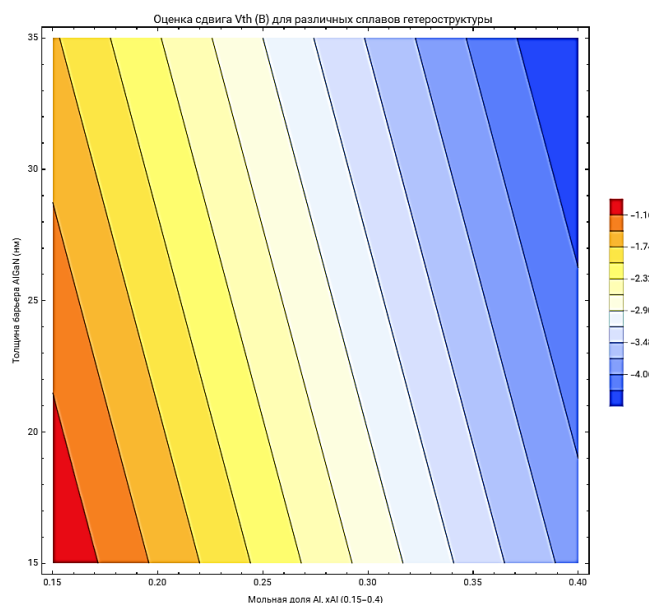


Рис. 3. Карта распределения порогового напряжения V_{th} в зависимости от мольной доли Al и толщины барьерного слоя AlGaIn

Третий эксперимент демонстрирует влияние температуры канала на высокочастотные характеристики. Как видно из рис. 4, повышение температуры от 300 до 600 К приводит к уменьшению предельной частоты f_T примерно с 66 до 46 ГГц и максимальной частоты генерации f_{MAX} примерно с 130 до 110 ГГц. Такой характер изменения согласуется с принятым в модели снижением подвижности носителей и скорости насыщения при росте температуры. Следовательно, тепловой режим является одним из ключевых факторов, ограничивающих СВЧ-потенциал GaN/AlGaN HEMT.

С точки зрения радиотехнического применения полученные кривые подтверждают, что даже для приборов на основе GaN, традиционно считающихся устойчивыми к повышенным температурам, тепловой режим остается определяющим фактором сохранения СВЧ-потенциала. Наиболее заметно деградирует величина f_T , поскольку она прямо связана с транс-кондуктивностью канала и суммарной входной емкостью. Частота f_{MAX} уменьшается медленнее, однако и ее спад является принципиально важным для генераторных и усилительных схем миллиметрового диапазона. Следовательно, при практическом использовании подобных транзисторов вопросы теплоотвода и стабилизации рабочей температуры должны рассматриваться как часть общей задачи проектирования.

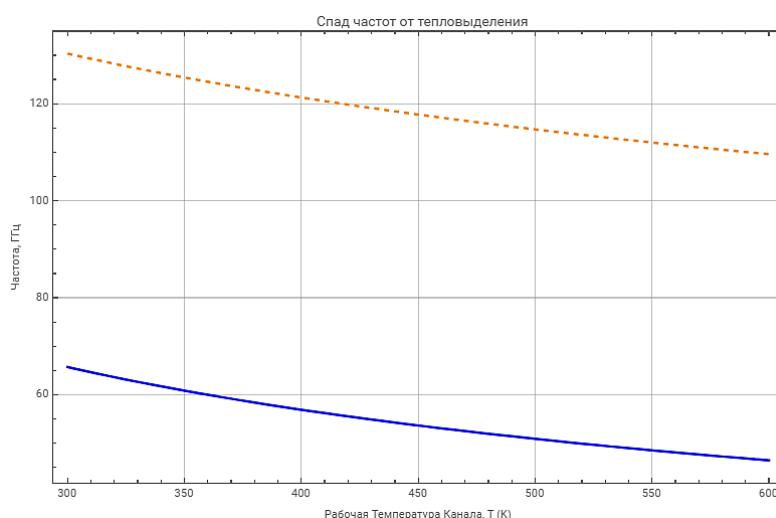


Рис. 4. Зависимости предельной частоты f_T и максимальной частоты генерации f_{MAX} от температуры канала

Четвертый эксперимент посвящен масштабированию длины затвора. На рис. 5 показано, что уменьшение L_g от 1,0 до 0,05 мкм повышает предельную частоту f_T приблизительно с 20 до 115 ГГц. Наиболее резкий рост наблюдается при переходе в субмикронную область, что соответствует уменьшению времени пролета носителей через канал. Вместе с тем при минимальных длинах затвора выигрыш становится менее линейным, поскольку возрастает роль паразитных сопротивлений и емкостей.

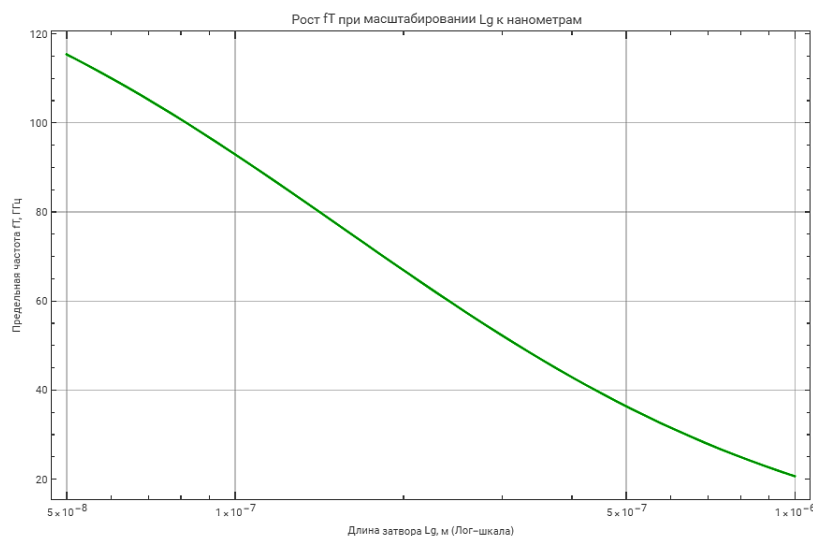


Рис. 5. Зависимость предельной частоты f_T от длины затвора L_g в логарифмической шкале

Полученная зависимость хорошо согласуется с общими представлениями о роли длины затвора в быстродействующих транзисторах. Сокращение длины канала уменьшает время пролета носителей и увеличивает предельную частоту усиления по току, однако одновременно повышает требования к качеству затворной литографии, омических контактов и контролю паразитных элементов. Именно поэтому наименьшие значения L_g не всегда автоматически означают наилучший итоговый компромисс в реальной технологии. Тем не менее результаты моделирования однозначно показывают, что переход в субмикронный и нанометрический диапазон является главным направлением повышения частотного потенциала исследуемых структур.

Пятый эксперимент реализует оптимизационный поиск компромиссной радиочастотной гетероструктуры по критерию максимума f_T при фиксированной длине затвора 0,15 мкм. В качестве ограничений заданы допустимый диапазон порогового напряжения от -3,5 до -1,5 В, толщина барьера 15–35 нм и диапазон мольной доли алюминия 0,15 - 0,40. Полученный результат, показанный на рис. 6, соответствует области $d \approx 15$ нм и $x_{Al} \approx 28,3$ %, при которых прогнозная предельная частота составляет около 97,8 ГГц, а пороговое напряжение сохраняется на уровне около -2,50 В. Таким образом, оптимизация подтверждает целесообразность уменьшения толщины барьера при сохранении умеренной доли алюминия.

Важно отметить, что найденное решение следует интерпретировать не как единственную точку оптимума, а как рациональную область параметров в рамках выбранной модели и набора ограничений. То обстоятельство, что алгоритм стремится к минимальной толщине барьера из допустимого диапазона, указывает на существенную роль емкостных и транзитных факторов при максимизации f_T . При этом оптимальная доля алюминия остается в умеренной области, что позволяет сохранить требуемое пороговое напряжение без чрезмерного смещения прибора в сторону глубокого обеднения. Такой результат хорошо согласуется с выводами предыдущего параметрического анализа и подтверждает внутреннюю согласованность программного комплекса.

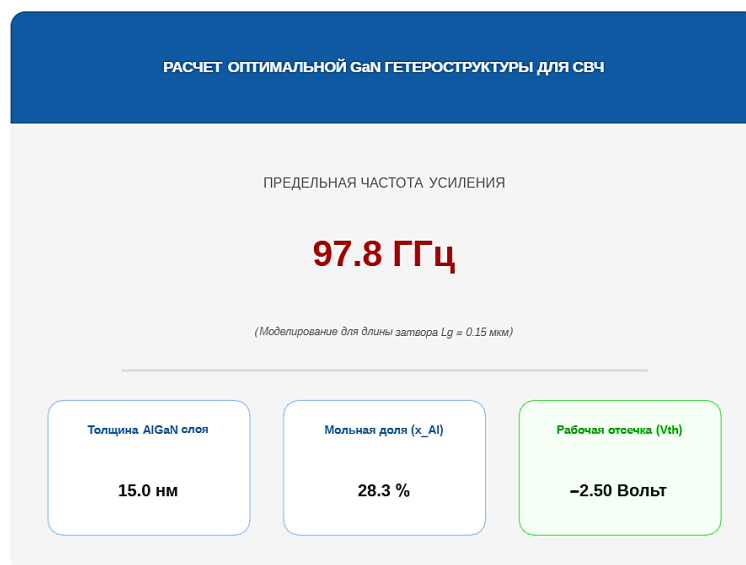


Рис. 6. Результаты оптимизации параметров гетероструктуры GaN/AlGaIn HEMT по критерию максимума предельной частоты f_T

Следует отметить, что разработанный программный комплекс предназначен прежде всего для инженерной оценки и предварительного выбора параметров структуры. Модель не является полной TCAD-реализацией и не учитывает самосогласованный электротепловой расчет, токовый коллапс, утечки затвора, пробой и ловушечные эффекты. Тем не менее она обеспечивает устойчивое и наглядное параметрическое исследование, что делает ее полезной для учебных задач, быстрого скрининга проектных решений и подготовки исходных данных для более детального моделирования.

Несмотря на указанные ограничения, предложенный подход обладает важным методическим преимуществом: он позволяет в единой вычислительной среде быстро связать между собой параметры гетероструктуры, режимы смещения и высокочастотные показатели прибора. Для учебных и исследовательских задач такая форма представления особенно ценна, поскольку делает физический смысл отдельных параметров прозрачным и дает возможность пошагово проследить, как изменение одного

технологического фактора отражается на итоговом радиочастотном результате. Тем самым программный комплекс может рассматриваться как промежуточное звено между чисто теоретическими моделями и более ресурсоемкими средствами детального приборно-технологического моделирования.

Заключение

Разработан программный комплекс в среде *Wolfram Mathematica* для параметрического моделирования и оптимизации GaN/AlGaN HEMT. Комплекс позволяет рассчитывать статические выходные характеристики, крутизну, пороговое напряжение и высокочастотные параметры f_T и f_{MAX} , а также выполнять целевую оптимизацию гетероструктуры по заданному критерию.

По результатам вычислительных экспериментов установлено, что повышение температуры канала существенно ухудшает частотные параметры транзистора, масштабирование длины затвора остается основным механизмом повышения быстродействия, а наиболее рациональная область параметров для рассматриваемой модели при длине затвора 0,15 мкм соответствует барьеру AlGaIn толщиной около 15 нм и мольной доле Al около 28,3 %. Полученные результаты могут быть использованы при предварительном проектировании СВЧ-узлов на основе GaN/AlGaIn HEMT и дальнейшей разработке более детальных моделей прибора.

Разработанная структура статьи и самого программного комплекса показывает, что использование компактных аналитических моделей в среде *Wolfram Mathematica* является эффективным способом предварительной оценки GaN/AlGaIn HEMT для СВЧ-применений. В дальнейшем модель может быть расширена за счет включения более детального описания паразитных емкостей, самосогласованного электротеплового расчета и сопоставления с экспериментальными характеристиками реальных приборов, что позволит повысить точность прогноза без потери удобства параметрического анализа.

Список использованных источников

1. Ambacher O., Smart J., Shealy J. R. et al. Two-dimensional electron gases induced by spontaneous and piezoelectric polarization charges in N- and Ga-face AlGaIn/GaN heterostructures // *Journal of Applied Physics*. 1999. Vol. 85, no. 6. P. 3222–3233.
2. Mishra U. K., Parikh P., Wu Y.-F. AlGaIn/GaN HEMTs—An overview of device operation and applications // *Proceedings of the IEEE*. 2002. Vol. 90, no. 6. P. 1022–1031.
3. Medjdoub F., Shinohara K., Thome F. et al. Emerging GaN Technologies for Next-Generation Millimeter-Wave Applications // *IEEE Microwave Magazine*. 2024. Vol. 25, no. 10. P. 18–37.
4. Meneghini M., Tazzoli A., Ronchi N. et al. Reliability issues of gallium nitride high electron mobility transistors // *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*. 2010. Vol. 2, no. 1. P. 39–50.
5. Li L., Nomoto K., Pan M. et al. GaN HEMTs on Si with regrown contacts and cutoff/maximum oscillation frequencies of 250/204 GHz // *IEEE Electron Device Letters*. 2020. Vol. 41, no. 5. P. 689–692.
6. Teo K. H., Egawa T., Ueda T. et al. Emerging GaN technologies for power, RF, digital, and quantum applications // *Journal of Applied Physics*. 2021. Vol. 130, no. 16. Art. 160902.

УДК 621.396.96:004.42

ОСОБЕННОСТИ БЛИЖНЕЙ РАДИОЛОКАЦИИ В ЗАДАЧАХ ОБНАРУЖЕНИЯ СКРЫТЫХ ОБЪЕКТОВ

А.Р. ЗАКИРОВ

*Белорусский государственный университет
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: Andrey.zakirau@gmail.com

Аннотация. Данная работа посвящена обзору физических основ радиолокации и практической реализации радиолокационного метода поиска скрытых объектов. В ходе исследования разработана модель георадара с антенной Вивальди в CST Studio Suite. Создана программа в MATLAB для преобразования полученных данных в трёхмерные радарограммы. Сделан вывод о применимости предложенного подхода для задач обнаружения и идентификации объектов в грунте.

Abstract. This work is devoted to a review of the physical principles of radar and the practical implementation of the radar method for subsurface object detection. In the course of the study, a ground-penetrating radar model featuring a Vivaldi antenna was developed in CST Studio Suite. A MATLAB program was created to process and transform the simulated data into three-dimensional radar images (radargrams). It is concluded that the proposed approach is highly applicable for the detection and identification of objects buried in soil.

Введение

Современная радиофизика решает сложнейшую задачу — как «увидеть» скрытые объекты через толщу неоднородных сред, будь то грунт, вода или живые ткани. Главная трудность здесь кроется в решении обратных задач электродинамики, когда по отраженному сигналу нужно восстановить точную карту диэлектрической проницаемости среды. Классические подходы вроде инверсии полного волнового поля требуют огромных вычислительных мощностей. Эту проблему сейчас решают нейросети, которые обрабатывают сигналы на лету. В этой области электромагнитное зондирование имеет жесткую специфику: «as the electromagnetic waves of GPR show a faster decay than seismic waves, most of the useful signals induced by one defect are captured in several adjacent GPR traces rather than the traces far from the defect» [1]. Благодаря переходу на нейросетевые архитектуры типа «trace-to-trace» ученым удалось получить сверхчеткие цифровые профили среды: «complex permittivity maps of subsurface structures» [1]. Прикладная георадиолокация сегодня завязана на понимании процессов рассеяния волн, где ключевую роль играют частотная дисперсия, затухание сигнала и диэлектрический контраст целей [2]. Сверхширокополосные импульсные радары уходят от ручного поиска привычных гиперболических отражений, внедряя алгоритмы автоматического распознавания образов и скрытых объектов [3].

Огромным вызовом для радиоволн остаются среды с высокой проводимостью (вода и обводненные грунты), где электромагнитная волна быстро затухает из-за скин-эффекта. На стыке экологии и гидрологии технологии «Waterborne Ground Penetrating Radar» применяются для сканирования дна водоемов [4]. Такие радары помогают точно находить утечки нефтепродуктов и фиксировать деградацию подземных резервуаров [5]. Чтобы пробить экранирующий слой проводящей среды, инженеры работают над увеличением глубины проникновения — «extending the reach of radio waves», используя низкочастотные сильноточные излучатели и синтезирование апертур [6].

Те же принципы локализации совершили переворот в медицине, породив метод ближнеполевой микроволновой томографии под концептуальным заголовком «Enhancing Breast Tumor Detection with Near-Field Radar» [7]. Математическое FDTD-моделирование во временной области подтвердило, что импульсные сигналы можно фокусировать даже в биологических тканях с высокими потерями: «Three-Dimensional FDTD Analysis of a Pulsed Microwave Confocal System for Breast Cancer Detection» [8]. Физический фундамент метода — колоссальная разница в диэлектрических свойствах тканей. Исследования «ultrawideband microwave dielectric properties of normal, benign and malignant breast tissues» доказали, что опухоли поглощают и отражают радиоволны иначе, чем здоровые клетки [9]. Финальная верификация этих параметров в работе «Dielectric properties of breast carcinoma and the surrounding tissues» открыла дорогу к созданию безопасных диагностических радарных комплексов гигагерцового диапазона [10].

Основная часть

Первым этапом в данной работе было построение модели антенны Вивальди в CST Studio Suite. Моделируемая структура обладает габаритными размерами 209,85 × 364,61 мм по осям Y и Z соответственно, при общей толщине подложки с двусторонней металлизацией равной 1,95 мм (ось X). Разработанная антенна функционирует в широком частотном диапазоне от 1.6 до 6 ГГц. Модель рабочей антенны представлена на рисунке 1.

Секция 1 «Радиотехника, антенны и устройства СВЧ»

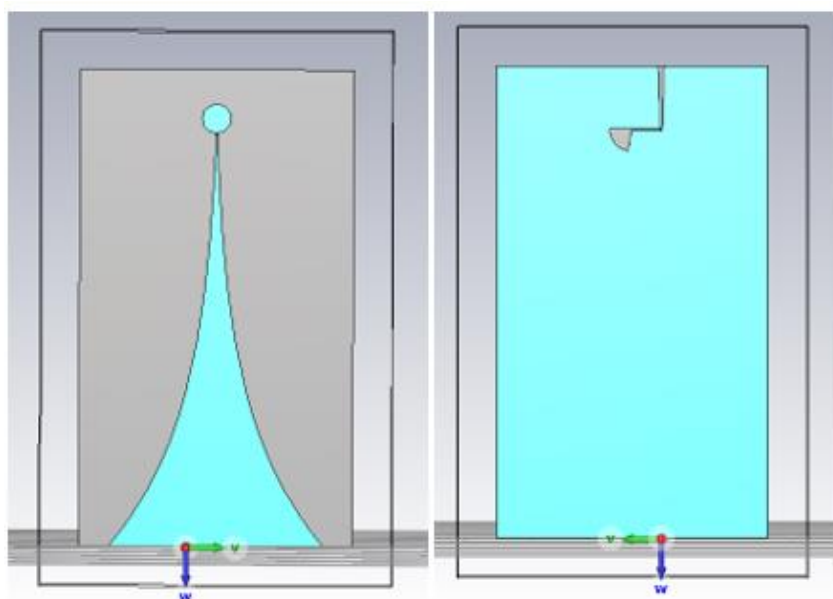


Рис. 1. Модель антенны Вивальди

На следующем этапе была разработана простая конструкция, состоящая из контейнера с вмещающей средой, имитирующей грунт, и скрытый объект с заданным диэлектрическим контрастом. В рамках численного эксперимента была проведена серия многопараметрических расчетов, моделирующих различные физические сценарии поиска: варьировались глубина заложения объекта, типы грунта, пространственная ориентация и угол наклона оси излучателя относительно поверхности, а также геометрическая форма и материал самих обнаруживаемых целей.

В качестве основной расчетной модели выбрано зондирование однородного слоя сухого песка, внутри которого на фиксированной глубине размещена модель металлической противотанковой мины, закопанной на глубине 5 см (рис. 2).

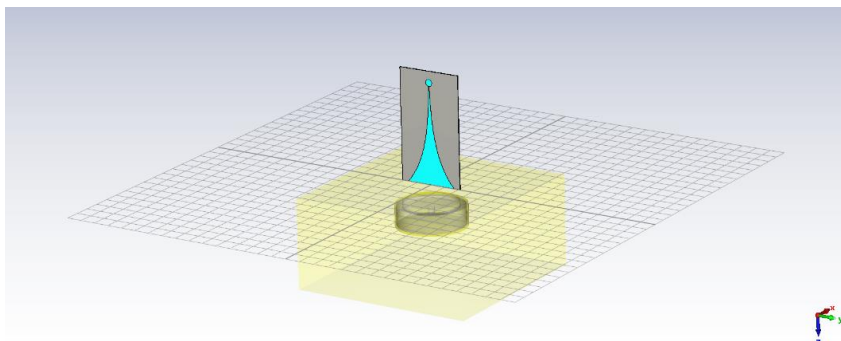


Рис. 2. Расчетная модель георадара на базе антенны Вивальди при зондировании слоя песка со скрытым объектом (миной)

На третьем этапе исследования был выполнен детальный анализ извлеченных данных электродинамического расчета. Перед запуском решателя была проведена верификация глобальных свойств сетки. Общее число расчетных ячеек составило 8,5 млн ячеек.

На рисунке 3 представлена рассчитанная частотная характеристика коэффициента отражения S_{11} спроектированной георадиолокационной системы. В низкочастотной области (до 0,7 ГГц) наблюдается полное рассогласование структуры ($S_{11} \approx 0$ дБ), обусловленное конечными геометрическими размерами раскрыва антенны. На частоте 0,804 ГГц фиксируется выраженный изолированный резонанс с уровнем отражения -35,27 дБ, соответствующий первой моде колебаний раскрыва рупора.

В целевом сверхширокополосном диапазоне от 1,6 до 4,5 ГГц частотная характеристика имеет выраженный осциллирующий характер («гребенку») с регулярными минимумами в районах -17 дБ, -21 дБ и -29 дБ. Данный спад кривой ниже критического уровня -10 дБ свидетельствует о стабильном согласовании и эффективном излучении СВЧ-энергии. Наличие периодических интерференционных колебаний в этой полосе обусловлено наложением полей обратного рассеяния от границы раздела сред «воздух–грунт» и скрытого объекта на собственное поле излучателя, что является характерным признаком ближнезонного подповерхностного сканирования. На частотах свыше 4,5 ГГц наблюдается подъем кривой, вызванный частотной дисперсией диэлектрических параметров вмещающей среды.

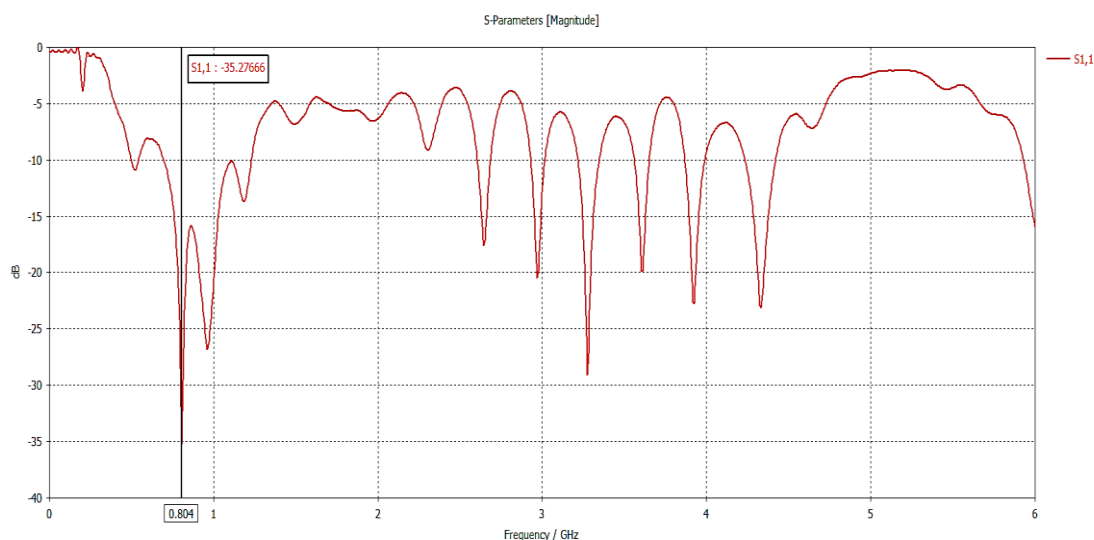


Рис. 3. Частотная характеристика коэффициента отражения S_{11} численной модели георадара.

Также было проанализировано распределение напряженности электрического поля (E-field) в плоскости сечения расчетной области (рис. 4). На полученной картине поля отчетливо прослеживается процесс формирования плоского фронта волны внутри экспоненциального раскрытия антенны Вивальди и его последующее распространение в направлении поверхности грунта.

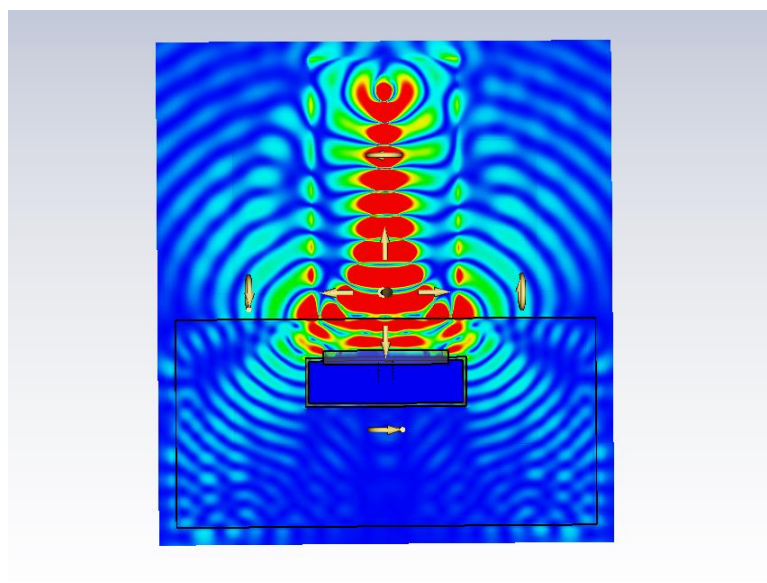


Рис. 4. Пространственное распределение напряженности электрического поля E-field в расчетной области при зондировании песчаного грунта со скрытой миной.

Финальным этапом исследования стал импорт полученного массива данных в среду MATLAB для последующей цифровой обработки и построения трехмерной радарограммы (3D-куба данных) (рис. 5). На левой панели рисунка представлена трехмерная модель эксперимента, отображающая пространственное рассеяние электромагнитной энергии по координатам X, Y и глубине Z.

Путем отсекающего фонового шума и выделения пиковых амплитуд внутри песчаного массива была выполнена пространственная локализация скрытого объекта, который визуализируется в виде плотного объемного облака точек (кластера). Правая панель демонстрирует горизонтальный срез полученного куба данных (C-scan) на целевой глубине залегания объекта, равной 0,0495 м.

Успешное совмещение трехмерной локализации с послойным картированием плоскостных срезов подтверждает высокую разрешающую способность спроектированного СШП-георадара и доказывает эффективность предложенного метода комплексной постобработки для обнаружения малоконтрастных подповерхностных целей.

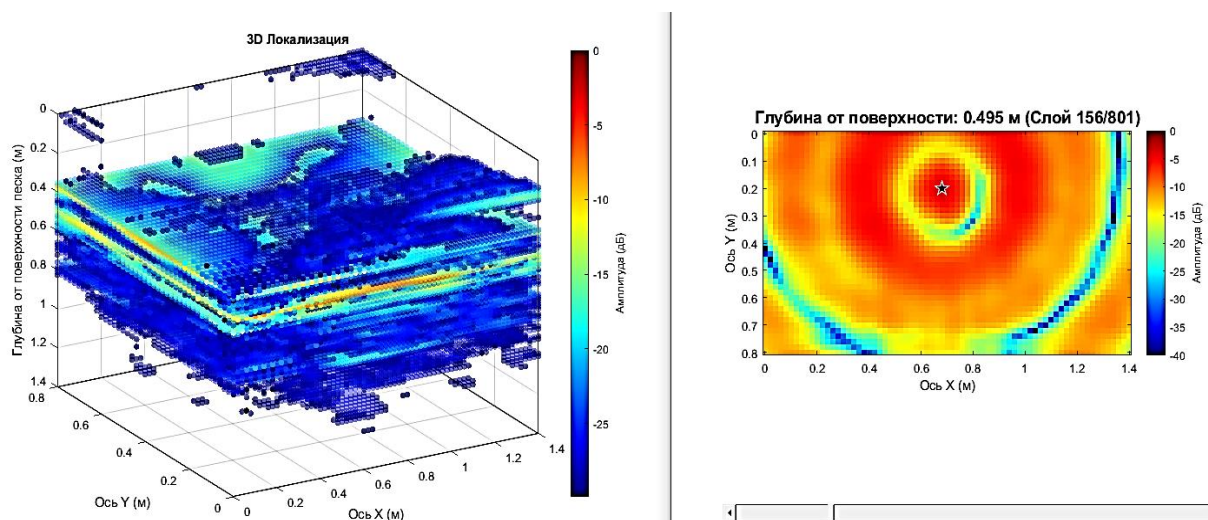


Рис. 5. Результаты комплексной визуализации данных подповерхностного сканирования песка в среде MATLAB: слева – трехмерный куб данных с локализацией объекта; справа – горизонтальный срез (C-scan) на глубине залегания мины ($Z = 0,0495$ м).

Заключение

В ходе проведенного исследования была успешно решена комплексная задача численного 3D-моделирования бесконтактного СШП-георадара на базе антенны Вивальди в среде CST Studio Suite и цифровой постобработки сигналов в MATLAB. Анализ частотных характеристик согласования (S11) и карт распределения электрического поля (E-field) подтвердил высокую электродинамическую эффективность системы в целевом диапазоне от 1,6 до 4,5 ГГц, наглядно продемонстрировав физику преломления и дифракции волн во вмещающей песчаной среде. Разработанный алгоритм пространственного анализа и фильтрации шумов позволил синтезировать информативную трехмерную радарограмму и выполнить послойное картирование (C-scan), обеспечив высокоточную пространственную локализацию скрытого подповерхностного объекта на глубине 0,0495 м с четкой визуализацией его планарных контуров. Полученные результаты полностью доказывают работоспособность предложенного подхода и его высокую перспективность для применения в современных задачах неразрушающего контроля, подповерхностной дефектоскопии и поиска малоконтрастных целей.

Список использованных источников

1. GPRinvNet: Deep Learning-Based Ground-Penetrating Radar Data Inversion for High-Resolution Underground Imaging [Electronic resource] // arXiv.org. – 2025. – arXiv:2506.18258v1. – Date of access: 01.10.2024.
2. Zhao, W. A comprehensive review of ground-penetrating radar for near-surface applications / W. Zhao, Y. Li, H. Zhang // Near Surface Geophysics. – 2023. – Vol. 21, № 5. – P. 320–345.
3. Persson, J. Underground Object Detection and Classification with Ground-Penetrating Radar [Electronic resource] / J. Persson. – 2019. – Date of access: 02.10.2024.
4. Waterborne Ground Penetrating Radar [Electronic resource] // United States Environmental Protection Agency. – 2022. – Date of access: 02.10.2024.
5. Using GPR to Detect Soil Contamination and Underground Storage Tanks (USTs) [Electronic resource] // Southeast Scanning. – 2023. – Date of access: 08.10.2024.
6. Smith, R. Extending the Reach of Radio Waves for Subsurface Water Detection / R. Smith // CSEG Recorder. – 2021. – Vol. 46, № 3. – P. 40–45.
7. Fear, E. C. Enhancing Breast Tumor Detection with Near-Field Radar / E. C. Fear, M. A. Stuchly // IEEE Transactions on Biomedical Engineering. – 2002. – Vol. 49, № 9. – P. 1052–1062.
8. Hagness, S. C. Three-Dimensional FDTD Analysis of a Pulsed Microwave Confocal System for Breast Cancer Detection / S. C. Hagness, A. Taflove, J. E. Bridges // IEEE Transactions on Biomedical Engineering. – 1999. – Vol. 46, № 8. – P. 1020–1022.
9. Lazebnik, M. A large-scale study of the ultrawideband microwave dielectric properties of normal, benign and malignant breast tissues obtained from cancer surgeries / M. Lazebnik, D. Popovic, L. McCartney [et al.] // Physics in Medicine and Biology. – 2007. – Vol. 52, № 20. – P. 6093–6115.
10. Lazebnik, M. Dielectric properties of breast carcinoma and the surrounding tissues / M. Lazebnik, E. L. Madsen, G. R. Frank, S. C. Hagness // IEEE Transactions on Biomedical Engineering. – 2008. – Vol. 55, № 2. – P. 650–659.

УДК 621.396.61:621.396.43

РАЗРАБОТКА ПЕРЕДАТЧИКА РАДИОРЕЛЕЙНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ КУ-ДИАПАЗОНА С КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ QAM-16

Д.О. ИГНАТЕНКО

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: dimai2o@mail.ru

Аннотация. Рассмотрены особенности построения передатчиков СВЧ-диапазона для радиорелейных линий связи. Выполнен анализ гетеродинной схемы и схемы прямого преобразования, обоснован выбор гетеродинной структуры. Предложена структурная схема передатчика на диапазон частот 14,4–15,35 ГГц с выходной мощностью 25 Вт и использованием квадратурной амплитудной модуляции QAM-16. Разработана функциональная схема, включающая квадратурный модулятор LTC5589 ($f=4$ ГГц), синтезатор частоты ECC15K ($f=10,4–11,35$ ГГц), балансный смеситель SIM-24MH+, усилительные каскады на модулях AVA-24A+ и MAPW-060180. Выполнен расчет КПД передатчика, составивший 13,3 %.

Введение

Радиорелейные линии связи (РРЛ) остаются востребованным решением для организации магистральных и локальных каналов передачи данных, особенно в условиях отсутствия волоконно-оптической инфраструктуры. Ключевым элементом РРЛ является передатчик, от характеристик которого зависит дальность, помехоустойчивость и спектральная эффективность связи. Современные требования к скорости передачи данных и энергопотреблению диктуют необходимость использования сложных видов модуляции (QAM) и высокостабильных синтезаторов частоты. В работе рассматривается проектирование передатчика Ку-диапазона с выходной мощностью 25 Вт и модуляцией QAM-16.

Анализ структурных схем передатчиков

Для построения передатчиков СВЧ-диапазона применяют два основных подхода: прямое преобразование (Zero-IF) и гетеродинная (супергетеродинная) схема (рис. 1). В передатчике прямого преобразования модуляция осуществляется непосредственно на рабочей частоте, что упрощает схему, но требует высокой подавления составляющей гетеродина [1]. В гетеродинном передатчике формирование сигнала происходит на промежуточной частоте (ПЧ) с последующим переносом спектра вверх с помощью смесителя и синтезатора частоты. Это позволяет снизить требования к фильтрации и обеспечить лучшую спектральную чистоту.

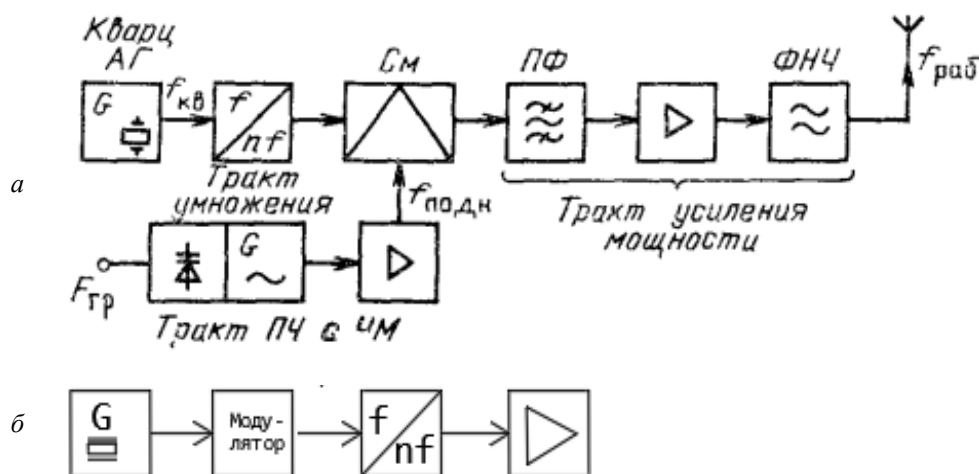


Рис. 1. Два основных подхода передатчиков СВЧ-диапазона *а* - схема гетеродинного передатчика *б* - схема передатчика прямого преобразования

Основные требования к проектируемому передатчику: диапазон рабочих частот 14,4...15,35 ГГц, выходная мощность 25 Вт (44 дБм), вид модуляции QAM-16, относительная нестабильность частоты не хуже $1 \cdot 10^{-6}$. Выбрана гетеродинная схема с промежуточной частотой 4 ГГц, формируемой квадратурным модулятором.

Выбор структурной и разработка функциональной схемы передатчика

Выбор схемы передатчика

При расчетах тактов передатчиков и в справочной литературе часто используются коэффициенты усиления в дБ и мощность в дБм. При разработке структурной схемы применим формулы перевода (и онлайн сервис пересчета) [2]

Перевод осуществляется по следующим формулам:

1 дБм соответствует 1 мВт.

$$P(\text{дБм}) = 10 \cdot \lg \left(\frac{P}{P_0} \right) \text{ где } P_0 = 1 \text{ мВт}, \quad (1)$$

тогда в милливатах:

$$P = 10^{\frac{\text{дБм}}{10}}.$$

Службы ФСС обслуживают многоканальные системы связи с сигналами ИКМ

Импульсно-кодовая модуляция (ИКМ) широко используется в системах передачи данных для преобразования аналоговых сообщений (например, речи) в последовательный поток нулей и единиц. Процесс преобразования называется кодированием (encoding), и в простейшем случае состоит из следующих операций:

- равномерная во времени дискретизация аналогового сигнала с помощью устройства выборки и хранения
- сравнение каждого отсчета с набором опорных напряжений – уровнями квантования
- нахождение уровня квантования, наиболее близкого к уровню дискретизированного сигнала
- формирование двоичного числа, соответствующего найденному уровню квантования
- вывод двоичного числа в последовательном формате (бит за битом)
- повторение приведенных выше шагов для следующего отсчета и т.д.

Схема получения группового ИКМ сигнала показана на рисунке 2.

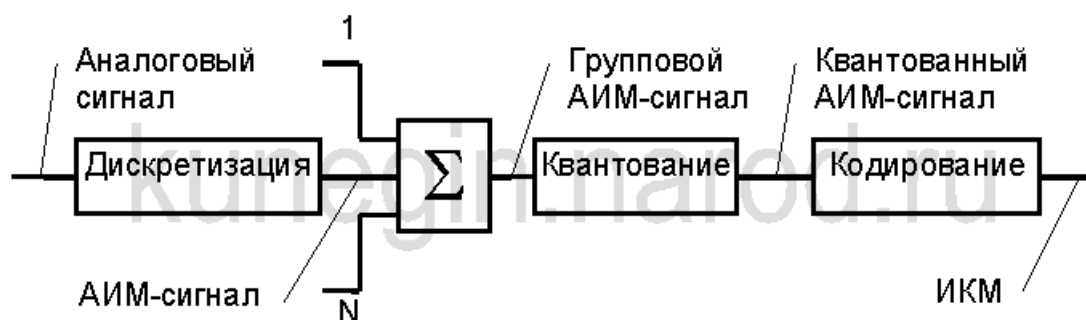


Рис. 2. Схема получения группового ИКМ сигнала

Особенность сигналов QAM — это возможность увеличивать количество сигнальных точек в обмен на помехоустойчивость. В результате в одной и той же полосе сигналов есть возможность увеличивать скорость передачи цифровой информации. Ограничение на увеличение пропускной способности канала накладывает только сложность реализации аппаратуры телекоммуникационных устройств. Для получения сигнала QAM-16 применим квадратурный модулятор рисунок 3.

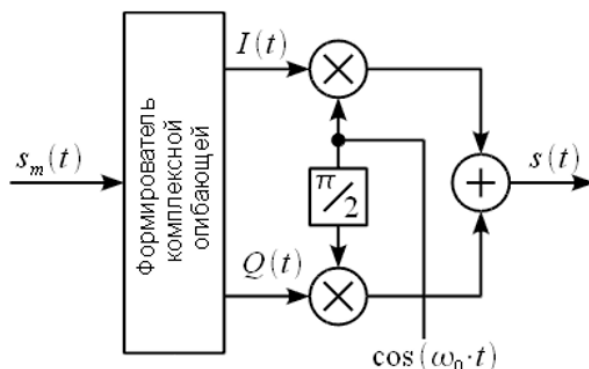


Рис. 3. Квадратурный модулятор сигнала QAM-16

Формирование комплексной огибающей, формирование ИКМ сигналов делегируем высокоскоростному микроконтроллеру с интерфейсом ЦАП.

Применим STM32F417 с 12 битным ЦАП.

Примененный микроконтроллер имеет ядро Cortex-M4F, процессор криптографии, контроллер цифровой видекамеры, порты Ethernet и USB FS/HS OTG, два порта CAN.

Ядро Cortex-M4F включает блок арифметики с плавающей точкой (FPU), блок защиты памяти (MPU), обеспечивает выполнение набора DSP-команд.

В микроконтроллере процессор и внутренняя память программ работают без тактов ожидания на всех частотах, вплоть до максимальной.

Это достигнуто за счет введения специального блока ART Accelerator™. На максимальной тактовой частоте 168 МГц быстродействие центрального процессора составляет 210 DMIPS.

FSMC-контроллер микроконтроллера STM32F417ZGT6 позволяет работать с оперативной памятью SRAM и PSRAM, flash-памятью NOR, NAND, Compact Flash и LCD 8080/6800.

Быстродействие трех 12-разрядных АЦП - 2,4 MSPS (7,2MSPS при групповой работе), имеется 12-разрядный ЦАП. Коэффициент энергопотребления равен 230 мкА/МГц.

Для получения QAM-16 сигнала требуются модулятор и генератор сигнала в соответствующем диапазоне частот. Поскольку серийные модуляторы имеют выходную частоту не выше 6 ГГц, применим схему с преобразованием частоты вверх. После модулятора спроектируем тракт промежуточной частоты с fпч, соответствующей выходному частотному диапазону модулятора. Применим Квадратурный модулятор LTC5589 [3].

LTC5589 — малопотребляющий I/Q модулятор с диапазоном рабочих частот от 700МГц до 6ГГц, специально разработан для высокопроизводительных широкополосных передатчиков с аккумуляторным питанием. Рабочее напряжение LTC5589 находится в диапазоне от 2,7В до 3,6В, а потребление составляет всего 29,5мА, что на 50% меньше, по сравнению с конкурирующими решениями.

Новый модулятор обеспечивает подавление боковой полосы -50 дБн при типовой утечке несущей -43 дБм. Через SPI эти параметры улучшаются до -60 дБн и -60 дБм соответственно. Уровень собственных шумов составляет -158,8 дБм/Гц. LTC5589 поддерживает узкополосную и широкополосную передачу. Ширина полосы модулирующих частот достигает 92 МГц (неравномерность ±1 дБ), что обеспечивает полосу 184 МГц на частоте 1,8 ГГц. Технические параметры приведены в таблице 1.

Таблица 1. Технические параметры LTC5589

Наименование	Значение
Выходная мощность сигнала на 4 ГГц, дБм	-8,7
Коэффициент передачи при PLO=0, дБ	-12,7
Максимальный ток потребления, мА	40
Напряжение питания, В	3,3
Диапазон частот выходного сигнала, МГц	700...6000
Входная мощность сигнала fLO= 4 ГГц, дБм	-10...6
Диапазон частот входного сигнала, МГц	0,05...600
Подавление побочных составляющих, дБ	34,5 мин
Диапазон мощностей задающего генератора, дБм	0...20

И соответственно задающий генератор на частоту 4 ГГц SFS4000C-LF с параметрами. И назначением выводов рисунок 4.

Performance Specifications	Min	Typ	Max	Units
Frequency	4000		4000	MHz
Phase Noise @ 10 kHz offset (1 Hz BW)		-102		dBc/Hz
Harmonic Suppression (2nd)		-12		dBc
Spurious Suppression		-65		dBc
Power Output	-3	0	3	dBm
Load Impedance		50		Ω
Settling Time		2		mS
Operating Temperature Range	-40		85	°C
Package Style	PLL-V12C			

Power Supply Requirements	Min	Typ	Max	Units
Supply Voltage 1: PLL (Vcc, nom)		3.3		Vdc
Supply Voltage 2: VCO (Vcc, nom)		5		Vdc
Supply Current 1: PLL (Icc, typ)		11		mA
Supply Current 2: VCO (Icc, typ)		32		mA

Reference Oscillator Signal	Min	Typ	Max	Units
Frequency		100		MHz
Phase Noise @1 kHz Offset		-145		dBc/Hz



SFS PIN CONFIGURATION	
1	Vcc (VCO)
3	RF OUT
5	MUX OUT
6	Vcc (CHIP)
8	N/C
10	REF IN
REST	GROUND

PVA PIN CONFIGURATION	
1	Vcc (VCO)
3	RF OUT
5	MUX OUT
6	Vcc (CHIP)
7	CLOCK
8	DATA
9	ENABLE
10	REF IN
REST	GROUND

Рис. 4. Назначение выводов модуля SFS4000C-LF

Синтезатор частот и смеситель

Для устойчивой работы модулятора применим усилитель сигнала задающего генератора что позволит получить на входе LO модулятора мощность.

$$P_{LO\ in} = P_{G1} + K_{yG} = -3 \dots 3 + 8 \dots 10 = 5 \dots 13 \text{ дБм.} \quad (2)$$

Для получения сигнала выходной частоты передатчика в диапазоне 14,4..15,35 ГГц применим синтезатор частоты ECC15K и балансный смеситель SIM-24MH+[4].

Синтезатор частот ECC15K [5]:

- коаксиальный выход в тракте 3,5 мм без фильтрации гармоник;
- программируемый двунаправленный коаксиальный порт опорного источника в тракте MCX для подачи или снятия сигнала опорной частоты;
- встроенный микроконтроллер с поддержкой;
- интерфейсов USB и SPI и выделенными линиями;
- цифровой синхронизации.

Уникальный ультракомпактный, экономичный, встраиваемый сверхширокополосный синтезатор частот с высокой фазовой стабильностью и разрешением по частоте.

ECC15K обладает уникальной совокупностью электрических и механических характеристик, превосходя все существующие аналоги по размерам, массе и энергопотреблению при сравнимом или лучшем качестве спектра.

ECC15K идеально подходит для встраивания в сложные системы, где предъявляются повышенные требования к энергопотреблению и габаритам узлов (SWaP). При этом ECC15K является безусловной альтернативой существующим на рынке решениям, так как обладает выдающимися электрическими характеристиками, достигаемыми другими производителями только с помощью дорогих и сложных систем синтеза частоты с изощренными техническими решениями.

В ECC15K использованы новые и уникальные технические решения, защищенные патентами, позволяющие по-новому взглянуть на синтез частот. В частности, использован нестандартный подход к ФАПЧ в виде «автосмещающейся» петли (по аналогии с традиционными маломощными офсетными схемами), исключаяющей применение дорогого и «прожорливого» DDS. Накопленный опыт в термостатированных кварцевых генераторах MOXO-100 позволил реализовать компактный, экономичный и, одновременно, ультрамаломощный внутренний опорный источник. ECC15K обладает оптимальным набором функций для встраивания в систему:

- коаксиальный выход в тракте 3,5 мм без фильтрации гармоник;
- программируемый двунаправленный коаксиальный порт опорного источника в тракте MCX для подачи или снятия сигнала опорной частоты;
- встроенный микроконтроллер с поддержкой интерфейсов USB и SPI и выделенными линиями цифровой синхронизации.

«ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ 2026»

Международная научно-техническая конференция, 9-10 июня 2026 г., Минск, Республика Беларусь

Параметры показаны в таблице 2.

Таблица 2. Параметры ЕСС15К

Параметр	Значение
Выходная частота, МГц	10...15000
Шаг перестройки частоты, Гц	0,005
Мощность сигнала, дБм, не менее	5
Уровень гармоник, дБн, не более	-10
Уровень субгармонических составляющих, дБн, не более	-50
Уровень негармонических составляющих, дБн, не более	-50
Относительная погрешность установки частоты, 10 ⁻⁷	5
Относительный диапазон захвата внешней опорной частоты, 10 ⁻⁶	± 1
Частота внешнего опорного генератора, МГц	1...100 с шагом 1
Мощность внешнего опорного генератора, дБм	0...10
Выход внутреннего опорного генератора, МГц	1, 5, 10, 25, 50
Мощность сигнала опорного генератора, дБм, не менее	-6
Напряжение питания, с вентилятором / без вентилятора, В	5...5,5 / 5...8
Потребляемая мощность, Вт	5,5
Скорость передачи данных по SPI, Мбит/с, не менее	10
Уровень СПМ ФШ на частоте 10 ГГц, дБн/Гц на отстройке: 100 Гц 1 кГц 10 кГц 100 кГц 1 МГц	-90 -115 -125 -125 -120
Сопротивление порта опорного генератора, Ом	50
Относительное изменение частоты за счет старения, 10 ⁻⁷ в год после 30 дней непрерывной работы	± 5
Логические уровни цифровых сигналов «0»/«1», В	0/3,3
Система команд управления USB и SPI	SCPI
Время готовности без учета прогрева опорного генератора, с	6
Типы соединителей: выходы СВЧ входы/выходы питания, управления и контроля	3,5 мм, розетка IDC2-10
вход/выход опорного генератора	MCX, розетка
Диапазон рабочих температур, с вентилятором / с контактным охлаждением, °С	-10...+70 / -40...+70
Температура хранения, °С	-40...+80
Влажность воздуха, %, не более	90 без конденсации
Атмосферное давление, мм рт. ст.	350...1000
Вибрация в диапазоне частот 20...500 Гц, g	30
Удары (полусинус 10 мс), g	30
Средняя наработка на отказ, с вентилятором / с контактным охлаждением, ч	8000 / 20000
Габаритные размеры, с вентилятором / с контактным охлаждением, мм	58 × 53 × 25 / 58 × 53 × 16
Масса, г, не более	95

Электрическая схема и назначение выводов SIM-24MH+ показаны на рисунке 5.

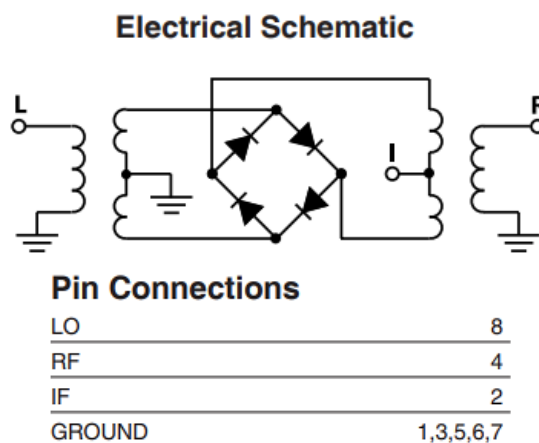


Рис. 5. Электрическая схема и назначение выводов SIM-24MH+

Параметры SIM-24MH+ на рабочих частотах показаны на рисунке 6.

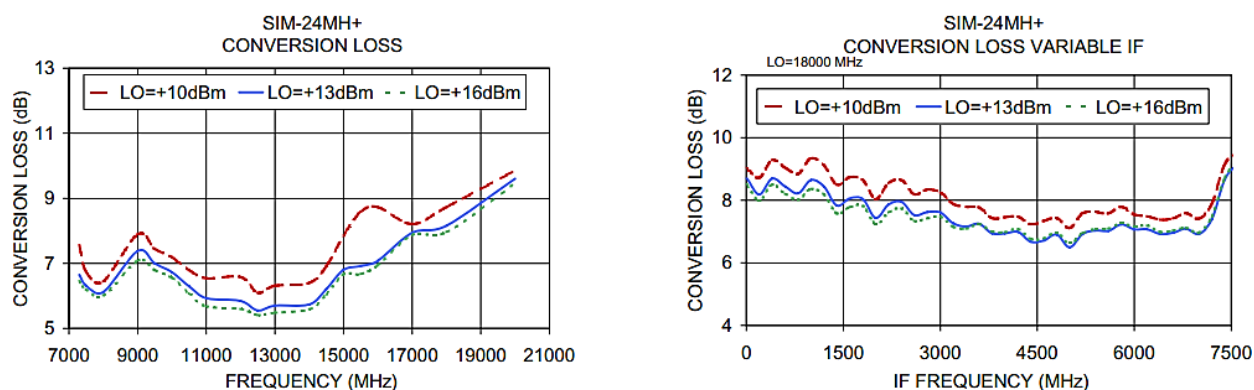


Рис. 6. Параметры SIM-24MH+ на рабочих частотах

Усилитель сигналов частот 4 ГГц (задающего генератора модулятора) СМА-81+ с параметрами:

- напряжение питания 5В;
- коэффициент усиления на частоте 4 ГГц $K_u = 8 \dots 10$ дБ.

Потребляемый ток при питании 5 В -160 мА и схема включения рисунок 7.

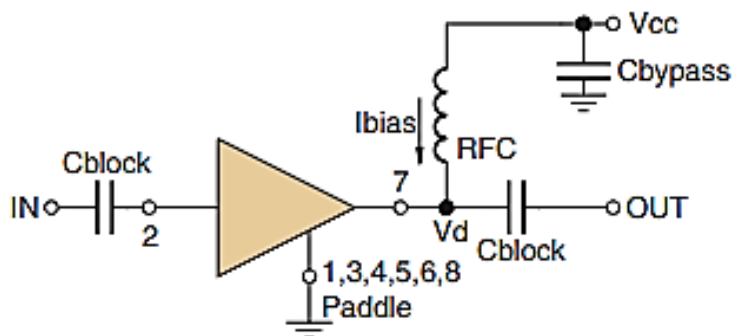


Рис. 7. Схема включения усилителя СМА-81+

Для усиления сигнала синтезатора частоты применим усилитель АВА-24А+ с параметрами:

- напряжение питания 5В;
- коэффициент усиления на частоте 14 ГГц $K_u = 10 \dots 11,5$ дБ;
- потребляемый ток при питании 5 В -160 мА.

Рекомендуемая схема включения рисунок 8.

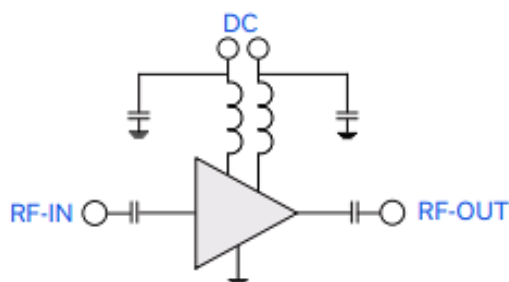


Рис. 8. Рекомендуемая схема включения усилителя AVA-24A+

После смесителя применим фильтр ППФ микрополосковые в таблице 3.

Конструктивное исполнение:

- многорезонаторные предельно компактные (при данном числе резонаторов) из отрезков многопроводных связанных микрополосковых линий.
- двухрезонаторные из отрезков связанных микрополосковых линий с полюсами затухания на выбранных частотах.

Таблица 3. Полосно-пропускающий фильтр (ППФ)

Наименование	Полоса пропускания ΔF по уровню 1 дБ, в % от F_0	Затухание в полосе пропускания, дБ	Затухание при отстройке от F_0 на $2\Delta F$, дБ	КСВН вх/вых, не более, раз
MFPD-14,9-02	10	2,0	-30	1,5/1,5

Усилитель мощности MAPW-060180 — усилитель средней мощности, работающий в С, Х и Ku-диапазонах частот в трактах наземных станций спутниковой связи, навигации, а также в лабораторных установках рисунок 9. Коэффициент усиления по мощности составляет не менее 21 дБ при неравномерности в рабочем диапазоне не более 4 дБ. Усилитель имеет модульное исполнение и состоит из блока усилителя, платы питания и коммутации, радиатора, системы обдува. Такой подход позволяет гибко подходить к решению поставленных задач и подбирать конфигурацию под конкретные запросы заказчика. Предлагаемое исполнение позволяет использовать их как отдельно, так и в составе сложных систем. Благодаря универсальному корпусу блока замена усилителя может производиться без изменения габаритных и присоединительных разъемов. Основные параметры показан в таблице 4 и предельно допустимые режимы эксплуатации показан в таблице 5.

Таблица 4. Основные параметры

Параметр	Значение
Диапазон рабочих частот, ГГц	6...18
Коэффициент усиления по мощности, дБ, не менее	21
Неравномерность коэффициента усиления в рабочем диапазоне, дБ	< 4
Выходная мощность по сжатию на 1 дБ, дБм, не менее	29
Максимальная выходная мощность, дБм, не менее	30
КСВН входа, не более	2
Напряжение питания, В	+12...+16
Потребляемый ток, мА, не более	500
Тип разъема на входе и выходе	3,5 мм

Таблица 5. Предельно допустимые режимы эксплуатации

Параметр	Значение
Максимальное напряжение питания, В	16
Максимальная входная мощность, дБм	18
Максимальная рабочая температура, °C	60
Максимальная температура хранения, °C	35
Чувствительность к статическому напряжению	ESD Class 1A

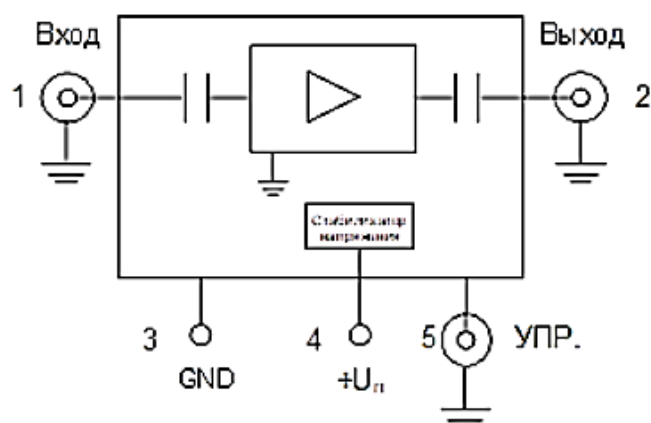


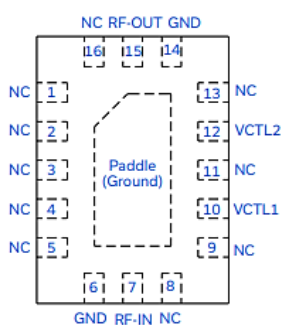
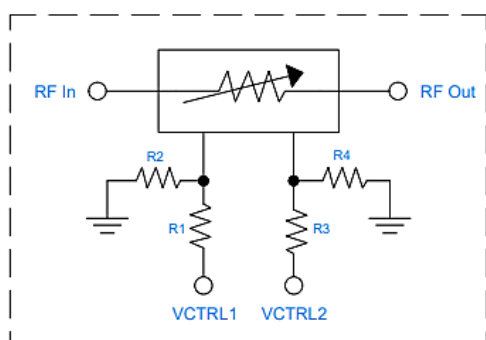
Рис. 9. Функциональная схема MAPW-060180

Для управления уровнем выходной мощности применим аттенуатор управляемый PVA-453-34+ [4] с параметрами:

- диапазон рабочих частот 10...20 ГГц;
- диапазон регулирования затухания 2,1...23,8 дБ;
- максимальный уровень входного сигнала 23 дБм.

Схема принципиальная и включения показаны на рисунке 10.

APPLICATION CIRCUIT & PAD DESCRIPTION



PAD CONNECTIONS

NO CONNECTION	1, 2, 3, 4, 5, 8, 9, 11, 13, 16
RF IN	7
VCTL1	10
VCTL2	12
RF OUT	15
GROUND	6, 14

Рис. 10. Схема принципиальная и включения PVA-453-34+

Для ослабления отраженных волн от смесителя в тракте 4 ГГц, предварительного усилителя и делителя мощности в тракте 14,4...15,35 ГГц применим микрополосковые циркуляторы с параметрами таблица 6.

Таблица 6. Параметры СВЧ циркуляторов

Диапазон частот, ГГц	Наименование по каталогу	Прямые потери, дБ	Непрерывная входная мощность, Вт/дБм
3,4...4,8	ФПЦН 2–52 А	0,5	5
14,4...15,5	ФПЦН2-160	0,7	2

Расчет энергетических параметров

Расчет усиления и мощностей производился с учетом потерь в пассивных элементах (циркуляторы, фильтр, делитель). Основные результаты сведены в таблице 7.

Таблица 7. Энергетические параметры тракта

Каскад	Коэффициент передачи, дБ	Входная мощность, дБм	Выходная мощность, дБм
Модулятор LTC5589	-12,7	—	-8,7
Усилитель ПЧ CMD283	26	-8,7	17,3
Синтезатор ECC15K	—	—	5
Усилитель LO AVA-24A+	11,5	5	16,5
Смеситель SIM-24MH+	-4	IF=17,3, LO=16,5	≈6,5
Полосовой фильтр	-2	6,5	4,5
Предварительный усилитель	11,5	4,5	16,0
Аттенюатор (регулировка)	-2...-7	16,0	9...14
Усилитель MAPW-060180 (×2)	21	9...14	30...35 (каждый)
Сумматор Уилкинсона	-3	30...35	27...32
Выходные циркуляторы	-0,7×2 = -1,4	27...32	25,6...30,6
Итоговая выходная мощность	—	—	>44 дБм (25 Вт)

Общий КПД передатчика, определенный как отношение выходной СВЧ-мощности к суммарной потребляемой мощности, составил 13,3 %, что является приемлемым для Ку-диапазона при использовании твердотельных усилителей.

Передатчик радиорелейной линии связи Ку-диапазона с квадратурной амплитудной модуляцией QAM-16 схема функциональная показана на рисунке 11, схема принципиальная показана на рисунке 12.

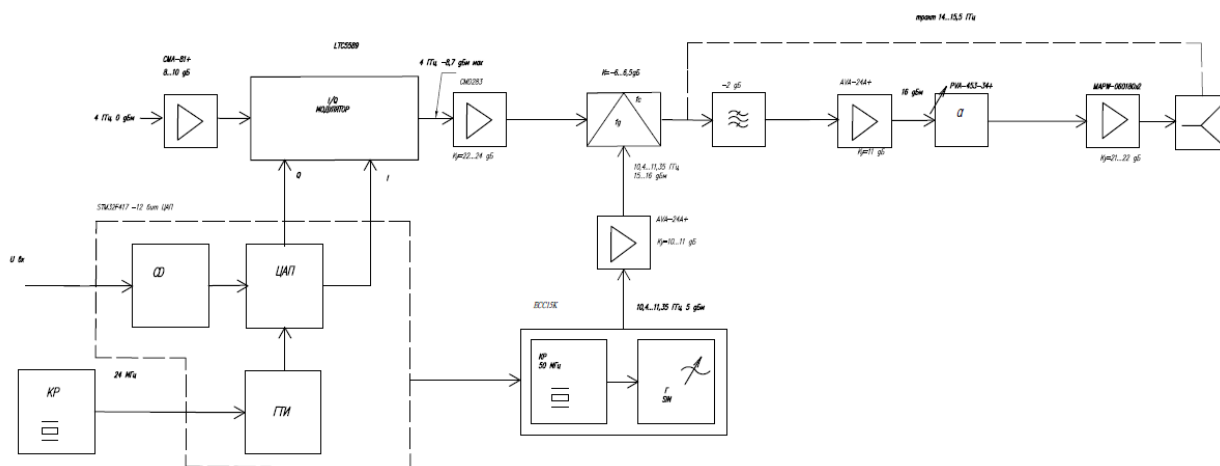


Рис. 11. Схема функциональная

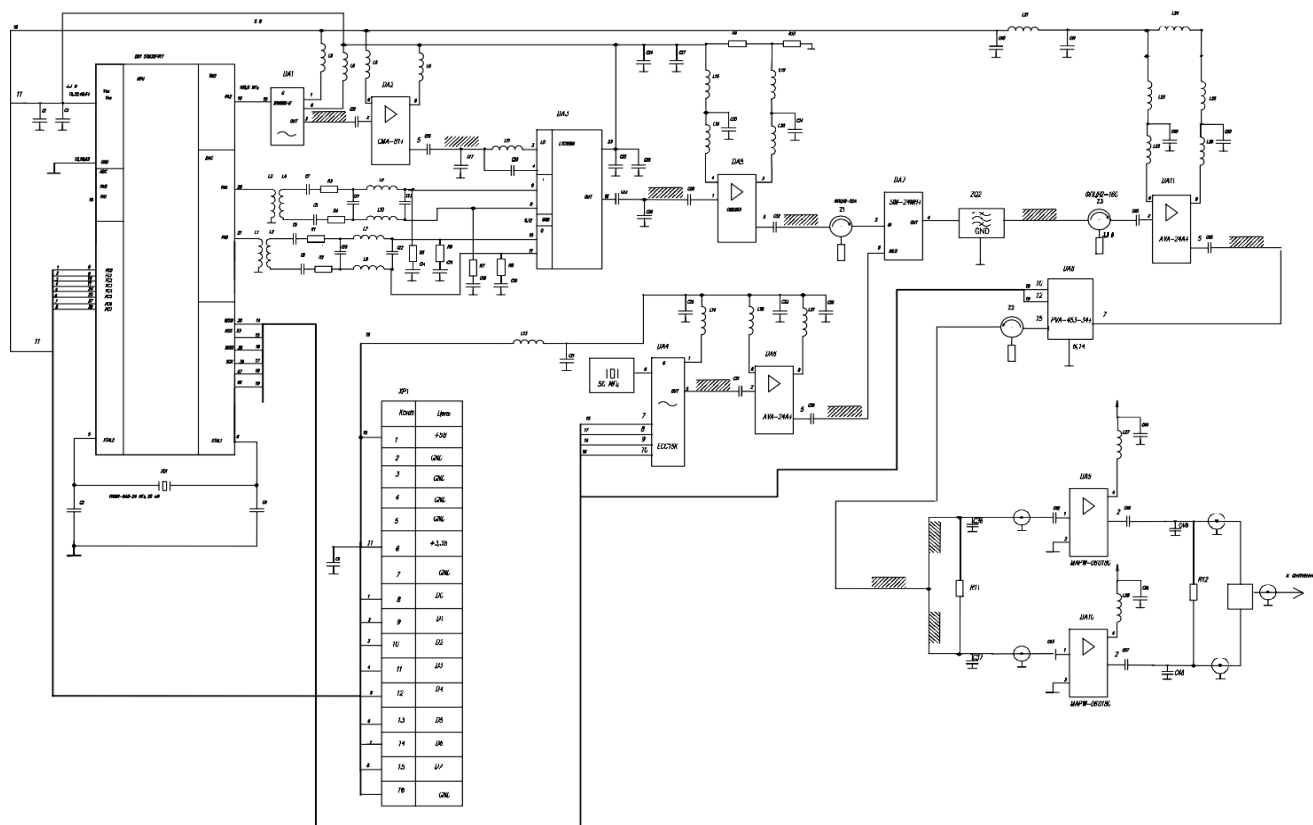


Рис. 12. Схема принципиальная

Заключение

Разработан передатчик радиорелейной линии Ку-диапазона с выходной мощностью 25 Вт и модуляцией QAM-16. Выбрана гетеродинная структура с ПЧ 4 ГГц, обеспечивающая низкую утечку гетеродина и высокую стабильность частоты. Спроектирована функциональная схема на базе микросхем LTC5589, ECC15K, SIM-24MH+, MAPW-060180. Расчеты подтверждают достижение заданных характеристик. Предложенные решения могут быть использованы в современных радиорелейных системах.

Список использованных источников

1. Сети/Network world 1999 №7 <https://www.osp.ru/nets/1999/07/144194>;
2. Конвертер [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.translatorscafe.com/unit-converter/RU/dbm/2/>;
3. <https://www.analog.com/ru> — официальный сайт производителя СВЧ-микросхем и модулей;
4. <https://www.minicircuits.com/> — официальный сайт производителя СВЧ-компонентов (делители, сумматоры, фильтры, усилители);
5. НПО Микран [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.micran.ru>.

УДК 621.396.967:621.391

АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ В ЦИФРОВЫХ РЛС

Д.А. КОВАЛЕВИЧ, П.К. СЕДНЕНКОВ

НП ООО «ОКБ ТСП»
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: kovalevichda@okbtsp.com, sednenkovpc@okbtsp.com

Аннотация. Обосновано применение ступенчатой двухуровневой автоматической регулировки коэффициента передачи аналогового тракта радиоприемных устройств цифровых радиолокационных систем, работающих в односигнальном режиме. Рассмотрены различные способы реализации автоматической регулировки уровня сигнала на входе аналогово-цифрового преобразователя. Предложены подходы к оптимизации системы мгновенной автоматической регулировки усиления, реализованной с применением программируемых логических интегральных схем. Исследовано влияние асинхронной работы предложенной системы на результирующий коэффициент шума.

Abstract. The use of a stepped, two-level automatic gain control for the analog path of digital radar receivers operating in single-signal mode is substantiated. Various methods for implementing automatic signal level control at the analog-to-digital converter input are considered. Approaches to optimizing an instantaneous automatic gain control system implemented using field programmable gate array integrated circuits are proposed. The effect of asynchronous operation of the proposed system on the resulting noise figure is examined.

Введение

Неотъемлемым элементом радиолокационных систем (РЛС) с цифровой обработкой сигналов является аналогово-цифровой преобразователь (АЦП). Решение проблемы согласования динамического диапазона (ДД) аналогового тракта приемника с АЦП существенно отличается от классических подходов к реализации механизмов поддержания уровня принимаемого сигнала в аналоговых РЛС. С одной стороны ДД входных сигналов АЦП достаточно широкий и не требует значительного изменения коэффициента передачи (КП) аналогового тракта. С другой стороны, перегрузка входных каскадов АЦП ведет к полной потере информации о принятом сигнале. Описанные выше особенности применения АЦП требуют учета при проектировании систем автоматической регулировки усиления (АРУ) цифровых радиоприемных устройств (РПУ).

Обоснование требований к АРУ цифровой РЛС

Аналоговый тракт, предшествующий АЦП, обычно включает в себя циркулятор (Ц), фильтр зеркального канала (ФЗК), маломощный усилитель (МШУ), смеситель (СМ), фильтр ПЧ и усилитель ПЧ (таблица 1). Можно условно представить совокупность этих элементов в виде единого структурного блока, который может быть описан такими параметрами, как коэффициент шума (КШ), точка компрессии по входу (IP1dB), точка пересечения интермодуляционных составляющих третьего порядка по входу (ПРЗ) и КП.

Таблица 1. Типовые параметры основных элементов РПУ РЛС S-диапазона

Параметр	Ц	ФЗК	МШУ	СМ	ФПЧ	УПЧ	АЦП
КШ, дБ	0,3...1,0	1...2	0,3...1,0	6...10	2...6	3...10	26...32
IP1dB, дБм	>60	>40	-5...10	5...20	20...36	0...15	6...14
ПРЗ, дБм	-	-	10...30	10...30	-	20...40	45...60
КП, дБ	-0,3...-1,0	-1...-2	15...25	-10...10	-2...-6	6...26	-

ДД АЦП в односигнальном режиме связан с частотой выборок и разрядностью применяемого преобразователя. Однако даже в случае применения самых современных преобразователей их ДД не перекрывает весь диапазон входных сигналов аналоговой части РПУ. В РПУ РЛС нижняя граница

динамического диапазона определяется реализуемой чувствительностью, а верхняя – заданным уровнем IP1dB. Чувствительность в свою очередь рассчитывается на основании полосы частот зондирующего сигнала и КШ РПУ. Как известно, АЦП имеет относительно высокий КШ по сравнению с другими структурными элементами тракта РПУ (около 30дБ для 16 битных устройств [1]). Поэтому суммарный КП аналоговой части тракта должен быть достаточно высоким, чтобы КШ РПУ существенно не отличался от КШ аналогового тракта, при этом вход преобразователя не должен перегружаться при наличии мощных сигналов на входе РПУ.

В общем случае расчет требуемого КП аналоговой части РПУ может быть осуществлен по различным критериям:

- согласование по КШ;
- согласование по уровню IP1dB;
- согласование по уровню IP3.

Согласование КШ аналогового тракта и АЦП в упрощенном виде можно описать следующим выражением:

$$NF_A + G_A = NF_C. \quad (1)$$

В нем NF_A , NF_C – КШ аналогового тракта и АЦП соответственно, G_A – КУ аналогового тракта, выраженные в дБ. Выполнение этого условия означает, что вклады в КШ РПУ аналоговой части тракта и АЦП будут одинаковы, а значит КШ РПУ превысит на $\Delta NF = 3$ дБ КШ аналогового тракта. Для этого случая можно выразить требуемый КП аналогового тракта по формуле:

$$G_A = NF_C - NF_A. \quad (2)$$

Однако такое существенное увеличение КШ не всегда является приемлемым. Можно определить КП аналогового тракта для произвольного приращения ΔNF за счет поправочного коэффициента Δ (таблица 2):

$$G_A = NF_C - NF_A + \Delta. \quad (3)$$

Таблица 2. Значение поправочного коэффициента Δ

ΔNF , дБ	3	2	1	0.8	0.6	0.4	0.2	0.1
Δ , дБ	0	2.3	5.8	6.9	8.2	10.1	13.2	16.3

Согласование по уровню IP1dB и IP3 может быть описано выражениями, аналогичными (2):

$$G_A = IP1dB_C - IP1dB_A; \quad (4)$$

$$G_A = IP3_C - IP3_A. \quad (5)$$

Для односигнальных режимов работы РЛС требования к уровню интермодуляционных искажений обычно не предъявляются. Такая необходимость может возникнуть при учете наличия активных помех либо при проектировании РЛС, работающей в режиме непрерывного излучения [2]. Так как разница между уровнями IP1dB и IP3 для АЦП существенно выше любого структурного элемента аналогового тракта, то согласование по уровню IP1dB автоматически обеспечивает минимальное влияние АЦП на линейность РПУ. Из этого можно сделать вывод о том, что для согласования ДД АЦП и аналогового тракта достаточно реализовать ступенчатую двухуровневую регулировку усиления в тракте ПЧ. Это может быть выполнено за счет применения соответствующей АРУ в тракте ПЧ.

Способы реализации АРУ в РПУ цифровой РЛС

При построении РПУ цифровой РЛС могут использоваться различные подходы к реализации АРУ:

- временная (ВАРУ);
- быстрая (БАРУ);
- мгновенная (МАРУ).

Основная проблема АРУ в РЛС с фазированной антенной решеткой (ФАР) при использовании цифрового способа формирования диаграммы направленности (ДН) — сохранение требуемого амплитудно-фазового распределения, так как форма и направление основного лепестка ДН зависят от точного соотношения фаз и амплитуд между всеми РПУ.

При использовании ВАРУ усиление изменяется по жестко заданному закону в течение каждого периода зондирования. В случае дискретного изменения КП аналогового тракта реализация такой АРУ сводится к определению момента времени смены КП по отношению к началу излучения зондирующего сигнала.

ВАРУ в РЛС с ФАР может быть реализована на двух уровнях - локальная АРУ в тракте каждого РПУ и централизованная. Централизованная ВАРУ оценивает общую помеховую обстановку и среднюю мощность сигналов на входе РПУ и управляет усилением всей решетки скоординированно, чтобы не исказить ДН антенны. Такой тип АРУ обладает невысоким временем реакции, вследствие чего некоторые приемные устройства могут быть перегружены отражением зондирующего сигнала от крупных местных объектов, расположенных на границе «слепой» зоны РЛС. Результатом такой ситуации может стать искажение формы основного лепестка и рост уровня боковых лепестков ДН (рис. 1).

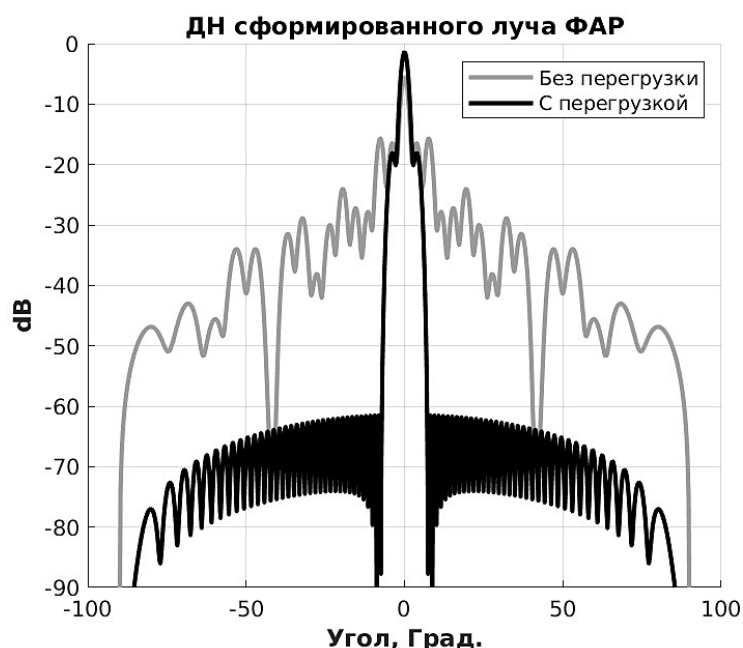


Рис. 1. Результаты моделирования ДН ФАР

Линейные размеры местных объектов, существенно превосходящие разрешающую способность РЛС по азимуту, создают интерференционное распределение уровней сигнала по всему антенному полотну. При использовании механической развертки это распределение постоянно меняется, что может снижать эффективность работы такой АРУ.

Описанные выше подходы требуют наличия механизмов синхронизации переключения КП всех РПУ. С ростом количества элементов ФАР задача синхронизации становится нетривиальной. В этом случае может быть использована автономная ВАРУ. При локальном управлении решение об изменении КП аналогового тракта принимается внутри самого РПУ. Для учета текущего КП применяются калибровочные таблицы, которые масштабируют оцифрованные данные в зависимости от выбранного его значения.

Вне зависимости от выбранного алгоритма, управление КП происходит в аналоговом тракте, предшествующем АЦП. Исполнительным элементом АРУ в современных системах являются цифровые управляемые аттенуаторы, которые могут быть установлены как в тракте высокой частоты (ВЧ), так и в тракте ПЧ непосредственно перед АЦП. Вне зависимости от типа реализуемой АРУ (ВАРУ, локальная либо централизованная ВАРУ) быстродействие такой системы является конечной величиной, что не всегда приемлемо.

Решением этой проблемы может стать применение МАРУ. Одним из вариантов реализации такого подхода является установка логарифмического усилителя в тракт перед АЦП с последующим восстановлением сигнала в цифровой области [3]. Однако аналоговая реализация логарифмического закона не обладает необходимой повторяемостью и стабильностью параметров в широком диапазоне температур.

Так как для согласования ДД АЦП и аналогового тракта РПУ достаточно наличие только двух различных КП, МАРУ может быть реализована с использованием двух параллельных каналов с различными

КП (рис.2). Структурно АРУ представляет собой два однотипных АЦП, работающих от общего источника тактирующего сигнала. Коэффициент передачи аналогового тракта для каждого преобразователя рассчитывается по различным критериям: для одного канала он определяется исходя из условия минимизации КШ РПУ, для второго – исходя из условия согласования по уровню P1dB.

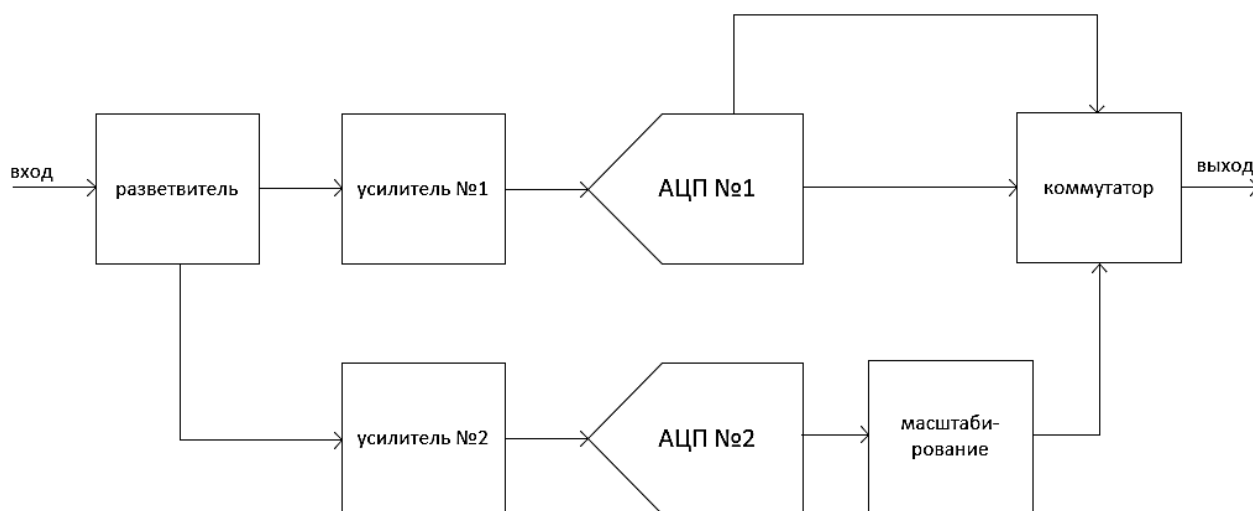


Рис.2. Структура АРУ

Приоритетным источником информации является канал №1 с высоким КП, обеспечивающий требуемый КШ РПУ. Событием, по которому происходит переключение, является признак перегрузки АЦП, обычно представляющий собой отдельный электрический сигнал. В результате применения такого подхода ДД РПУ по полезному сигналу уже не будет ограничен параметрами АЦП, а будет определяться параметрами структурных элементов аналогового тракта.

В случае использования различных принципиальных решений при реализации усилительных каскадов, предшествующих АЦП, может возникнуть необходимость компенсации задержки на распространение сигнала в одном из каналов. Для этого могут быть использованы топологические линии задержки, реализованные рисунком печатной платы.

Основным недостатком такого решения является непостоянство КП структурных элементов аналогового тракта. Чтобы решить эту проблему масштабный коэффициент необходимо определять динамически в процессе работы РПУ. Если сигнал в канале с высоким КП не находится в ограничении, а в канале с низким КП превышает уровень шума более чем на 20 дБ, то масштабный коэффициент может быть рассчитан как отношение уровней в этих каналах.

Оптимизация АРУ

Реализации механизма масштабирования сигнала с применением программируемых логических интегральных схем может потребовать некоторой оптимизации. Самым простым решением является использование целого числа в качестве масштабного коэффициента. Существенно упростить вычисления возможно, если масштабный коэффициент представить в виде степени числа 2 – в таком случае умножение может быть заменено операцией сдвига. Однако такой подход требует точной настройки КП аналоговых трактов и их поддержания в рабочем диапазоне температур и напряжений питания. Для этих целей можно использовать управление опорными напряжениями преобразователей. Обычно производители быстродействующих АЦП предоставляют возможность использовать внешнее опорное напряжение, которое допускается изменять в небольших пределах (3...6 дБ), чего вполне достаточно для компенсации нестабильности параметров аналоговых элементов схемы. Такая подстройка также может осуществляться динамически по аналогии с динамическим определением масштабного коэффициента.

Асинхронная работа МАРУ в РЛС с ФАР

Изменение КП в результате работы описанной системы МАРУ будет вызывать изменение КШ отдельных РПУ из состава ФАР. При этом суммарный КШ РЛС по основному лучу ДН будет повышаться в зависимости от количества РПУ, использующих канал с низким КП. Для оценки влияния работы МАРУ на КШ РЛС произведено моделирование КШ РЛС в среде MATLAB, а результирующая зависимость изображена на рис.3. В приведенном примере КШ РПУ в режиме высокого КП аналогового тракта составляет 3.5 дБ, в режиме низкого – 10 дБ.

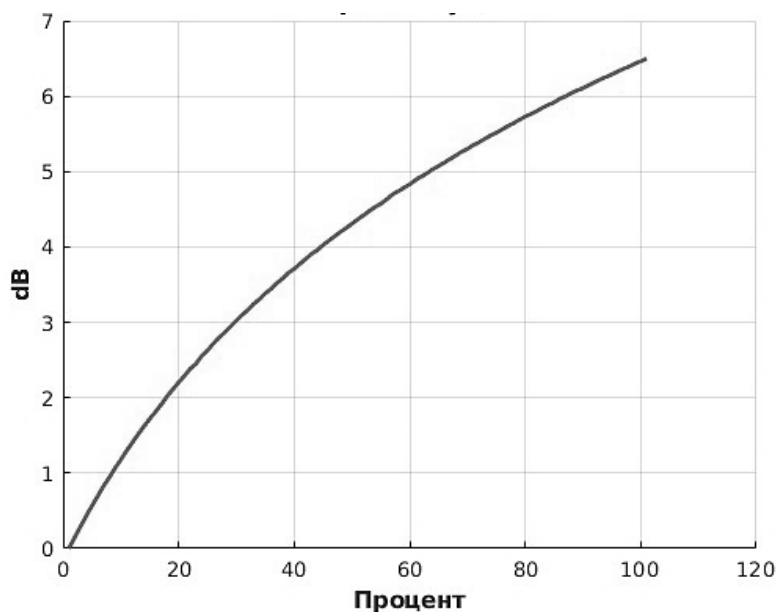


Рис.3. Зависимость увеличения КШ РЛС от процентного состава РПУ с низким КП

Заключение

Предложенный способ определения параметров АРУ для РПУ цифровых РЛС, а также вариант реализации МАРУ с применением двух каналов АЦП могут быть использованы при проектировании различных РЛС, в том числе использующих ФАР.

Список использованных источников

1. Воробьев О.В., Прасолов А.А. Сравнение методов повышения динамического диапазона АЦП цифровых радиоприемных устройств // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 2. С. 61–68.
2. Исследование путей расширения динамического диапазона широкополосных приемных устройств СВЧ в многосигнальном режиме / С. А. Богданов, П. В. Куприянов, С. В. Николаев, С. А. Петров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 3. С. 85–90.
3. Расширение динамического диапазона СВЧ АЦП с помощью логарифмических усилителей / Г. Алексеев, Д. Морозов, И. Мухин, В. Репин // Электроника: наука, технология, бизнес. 2018. № 6. С. 94–98.

УДК 621.396.9:535.2(476)

ФОТОНИКА, КАК ПЕРСПЕКТИВНОЕ РАЗВИТИЕ РАДИОТЕХНИКИ И РАДИОЛОКАЦИИ

М.С. КОЛОС, И.А. ДУБОВИК

*«Военная академия Республики Беларусь»
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: masha.kolos.05@mail.ru

Аннотация. На фоне исчерпания потенциала традиционных радиолокационных технологий и компонентной базы возникла необходимость в поиске новых подходов повышения характеристик сложных технических систем. Как альтернативный подход к решению существующих проблем - радиофотоника, как новое направление развития компонентной базы и логическое объединением идей интегральной схемотехнической микроэлектроники, твердотельной СВЧ-электроники и функциональной электроники

Abstract. Against the background of the exhaustion of the potential of traditional radar technologies and component base, there was a need to search for new approaches to improve the performance of complex technical systems. As an alternative approach to solving existing problems - radiophotonics, as a new direction of development of the component base and logical combination of ideas of integrated circuit microelectronics, solid-state microwave electronics and functional electronics.

Введение

Анализ военных конфликтов последнего десятилетия показывает, что происходит постепенный переход к применению изделий высоких технологий таких как беспилотные летательные аппараты и гиперзвуковых ракет. Анализ возможностей средств противовоздушной обороны свидетельствует об отсутствии возможности полной нейтрализации угрозы. Защита от новых угроз становится одной из приоритетных задач, для решения которой должен быть сделан скачок в области технологий получения, передачи и обработки данных, позволяющих быстро и достоверно оценивать обстановку, принимать решение и ликвидировать угрозу. Основной проблемой борьбы с БЛА, является недостаточные возможности средств радиолокационной разведки по своевременному обнаружению и оповещению о полёте БЛА над территорией Республики Беларусь имеющимися на вооружении радиотехническими средствами. Это связано со следующими факторами: небольшие габариты и, как следствие, малая дальность обнаружения; низкий уровень акустического шума; незначительная эффективная площадь рассеивания; широкий диапазон скоростей полёта; высокая манёвренность на низких высотах [2]. В результате, важнейшей задачей для радиотехнических войск является разработка перспективных систем обнаружения БЛА на предельно малых высотах.

Основная часть

Одним из оптимальных направлений решения существующей проблемы является расширения возможностей радиолокационной разведки путём включения дополнительных радиофотонных РЛС.

Радиофотоника, представляет собой новое направление, объединяющее идеи интегральной схемотехнической микроэлектроники и функциональной электроники. В ней используется электромагнитная волна радиодиапазона для передачи информации, в то время как информационные сигналы передаются в виде света. Этот подход позволяет улучшить скорость передачи и обработку информации, а также создавать трехмерные устройства. Помимо принципов, заложенных в указанных направлениях, для радиофотоники характерно использование основополагающего принципа разделения функций транспортной волны и информационного сигнала. В качестве транспортной волны в свободном пространстве используется, как и в интегральной СВЧ-электронике, электромагнитная волна радиодиапазона [3]. В качестве основного носителя информации, т.е. информационного сигнала, вместо традиционного инерционного электрического тока используется безынерционный сигнал светового диапазона. При переходе, например, в оптический кабель, световой сигнал принимает на себя транспортные функции.

Использование радиофотонной компонентной базы может значительно улучшить тактико-технические характеристики сверхширокополосных РЛС и систем радиовидения, обеспечивая более высокую эффективность и снижая затраты на производство. Таким образом можно выделить основные преимущества фотонных РЛС перед традиционными:

- Высокая обнаруживаемость: фотонные радары способны обнаруживать объекты, которые не замечают обычные радары (например, малая ЭОП, летящие на предельно малых высотах или летящие с максимально высокой скоростью), включая самолеты-невидимки, беспилотники и даже приближающиеся гиперзвуковые ракеты.
- Большая дальность действия, более четкое изображение и меньший уровень шума.
- Фотонные радары способны генерировать сигналы с высокой полосой пропускания (чем выше полоса пропускания, тем выше разрешение).
- Она обладает более высоким отношением сигнал/шум (шум возникает из-за тепла, выделяемого электронными компонентами в обычных радарх), что приводит к более четкому обнаружению «эха» от цели.
- Радары обладают большей дальностью действия и способностью отображать цели в трехмерном изображении с высоким разрешением.
- Устойчивость к помехам: Фотонные компоненты практически невосприимчивы к электромагнитным помехам или методам радиоэлектронной борьбы, которые часто направлены на ослепление или дезориентацию традиционных радаров. Кроме того, фотонные радары способны к скачкообразному изменению частоты — они постоянно меняют свои частоты, что сбивает с толку тех, кто пытается подавить сигналы.
- Малый вес: Фотонные компоненты не содержат меди и, следовательно, легче [1].

Заключение

В итоге, радиофотонные системы превосходят традиционные по всем ключевым тактико-техническим характеристикам, включая устойчивость к мощным электромагнитным импульсам, значительное повышение КПД, снижение габаритов и стоимости при серийном производстве. Обнаружение целей с малой ЭОП и летящих на малых высотах. Без радиофотоники ни в настоящем, ни тем более в будущем принципиально не может быть новой радиолокации. Поэтому радиофотоника сегодня — это действительно передний край обороны.

Список использованных источников

1. "Integrated Photonics for Radar and Sensors" / G. T. Reed, A. P. Heidhar [Электронный ресурс].- Режим доступа: <https://ieeexplore.ieee.org/document/11125184> (дата обращения: 29.04.2026).
2. "Radar and Detection Systems" / Robert J. Mailloux [Электронный ресурс].- Режим доступа: <https://www.britannica.com/technology/radar/History-of-radar> (дата обращения: 26.04.2026).

УДК 621.396.677.51

МНОГОКАНАЛЬНЫЙ АНТЕННО-КОММУТАЦИОННЫЙ ТРАКТ ДЛЯ ПЕЛЕНГАЦИИ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ В С-ДИАПАЗОНЕ

А.Л. МАТЮШКОВ¹, А.А. ЖУК¹

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: alexandroszhuk@gmail.com

Аннотация. В работе предложен многоканальный антенно-коммутационный тракт для пеленгации источников радиоизлучений С-диапазона (4 – 6 ГГц). Объединены результаты проектирования малогабаритной пирамидальной рупорной антенны и высокоскоростного антенного коммутатора. Проведён анализ основных характеристик тракта: коэффициента усиления антенны (до 14,9 дБ), ширины диаграммы направленности (45–50°), потерь в коммутаторе (1,3–1,4 дБ), времени переключения каналов (560 нс). Показана применимость тракта для пеленгаторов на БПЛА.

Abstract. This paper proposes a multi-channel antenna-switching path for direction finding of radio emission sources in the C-band (4–6 GHz). The results of designing a small-sized pyramidal horn antenna and a high-speed antenna switch are combined. The main characteristics of the path are analyzed: antenna gain (up to 14.9 dB), half-power beamwidth (45–50°), switch insertion loss (1.3–1.4 dB), and channel switching time (560 ns). The applicability of the proposed path for direction finders on UAVs is demonstrated.

Введение

Актуальной задачей радиомониторинга является разработка компактных, энергоэффективных и быстродействующих трактов пеленгации источников радиоизлучений, особенно для установки на беспилотные летательные аппараты (БПЛА) [1, 2]. В С-диапазоне (4 – 6 ГГц) широкое распространение получили методы беспиковой пеленгации, требующие применения многоканальных антенных решёток или коммутируемых антенных трактов [3].

В работах [4, 5] были представлены отдельные узлы таких трактов: малогабаритная пирамидальная рупорная антенна и антенный коммутатор на 6 каналов. Однако комплексный анализ совместной работы этих узлов ранее не проводился. Настоящая работа обобщает результаты моделирования и экспериментальных исследований антенно-коммутационного тракта в целом.

Основная часть

1. Конфигурация системы

Предлагаемая система включает восемь пирамидальных рупорных антенн, расположенных по кругу (азимутальный обзор 360°) и подключённых к двум приёмным трактам через антенный коммутатор на СВЧ-ключах. Рабочая частота — 5,8 ГГц. Выбор частоты обусловлен выделенным диапазоном для БПЛА-приложений и умеренным затуханием сигнала в атмосфере.

2. Характеристики антенны

На основе моделирования в среде Antenna Magus и экспериментальной проверки пяти образцов рупорных антенн получено [4]:

- ширина диаграммы направленности (ДН) по уровню –3 дБ: 45–50° (горизонтальная плоскость) и 43° – 43° (вертикальная);
- коэффициент усиления (КУ): от 10,4 до 14,9 дБ;
- габаритные размеры 68х85х56 мм;
- вес, не более 30 г.

Такая ДН позволяет при восьми антеннах перекрыть азимут в 360° и исключить «слепые зоны» [6].

3. Характеристики антенного коммутатора

Разработанный коммутатор выполнен на ключах SKY13522-644LF (Skyworks) [5] и имеет следующие характеристики:

- количество каналов — 8;
- вносимые потери: 0,9 – 1,2 дБ в диапазоне 3 – 6 ГГц;
- время переключения: 560 нс;
- напряжение питания: 3 В.

Эти параметры позволяют осуществлять последовательный опрос всех антенн с частотой более 1 МГц (период переключения $\approx 3,4$ мкс на полный цикл из 8 каналов), что достаточно для обработки сигналов с шириной спектра до нескольких мегагерц.

4. Совокупные характеристики тракта

Суммарный коэффициент шума (F_{total}) тракта на частоте 5,8 ГГц без учёта внешних шумов определяется потерями в коммутаторе ($L_{SW} = 1,2$ дБ) и коэффициентом шума, используемого усилителя высокой частоты РМАЗ – 63GLN+ ($NF=1,1$ дБ) [7].

Суммарный коэффициент шума можно определить из формулы:

$$F_{total} = F_{SW} + \frac{F_{LNA} - 1}{G_{SW}}, \quad (1)$$

где F_{SW} - коэффициент шума антенного коммутатора, $F_{SW} = 10^{0,12} = 1,318$, G_{SW} - коэффициент передачи коммутатора по мощности, $G_{SW} = 1/F_{SW} = 0,759$, F_{LNA} - коэффициент шума усилителя высокой частоты, $F_{LNA} = 10^{0,11} = 1,291$.

В итоге получаем:

$$F_{total} = 1,318 + \frac{(1,291 - 1)}{0,759} \approx 1,701,$$

что составляет 2,3 дБ и является приемлемым для большинства задач обнаружения.

Энергетический бюджет системы позволяет обнаруживать источники с мощностью –80 дБм на расстоянии до 1–2 км при использовании антенн с КУ 11 дБ и типовых характеристик приёмника.

5. Достоинства и ограничения

Достоинства:

- снижение числа приёмных трактов до 2 (упрощение, снижение массы и энергопотребления);
- высокая скорость переключения;
- хорошая повторяемость характеристик антенн;
- малая масса всей системы.

Ограничения:

- невозможность одновременного приёма сигналов с разных направлений (только последовательный опрос);
- необходимость точной калибровки потерь в коммутаторе и кабелях.

Заключение

В работе впервые проведён комплексный анализ многоканального антенно-коммутационного тракта для пеленгации источников радиоизлучений С-диапазона на основе пирамидальных рупорных антенн и высокоскоростного 8-канального коммутатора. Показана согласованность параметров обоих узлов: ширина ДН антенн ($45-50^\circ$) обеспечивает 360° перекрытие при 8 элементах, а потери в коммутаторе (1,3–1,4 дБ) и время переключения (560 нс) позволяют реализовать эффективный последовательный поиск.

Предложенная система может быть использована в пеленгаторах, устанавливаемых на БПЛА, а также в наземных портативных комплексах радиомониторинга.

Список использованных источников

1. Zhang, Y., Li, X., Wang, H. UAV-based direction finding: A review of antenna array and signal processing techniques // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. – 2023. – Vol. 59, No. 4. – P. 3452–3472.
2. Ivanov, S., Petrov, V., Kuznetsov, A. Lightweight C-band antenna systems for small UAVs // J. Radio Eng. – 2022. – Vol. 31, No. 2. – P. 112–120.
3. Kim, J., Lee, S., Park, Y. High-speed RF switches for phased array and direction-finding applications // Microw. Opt. Technol. Lett. – 2024. – Vol. 66, No. 1. – P. e33890.
4. Матюшков, А. Л., Каленкович, Е. Н., Титович, Н. А., Жук, А. А. Малогабаритная антенна для обнаружения и пеленгации источников радиоизлучений // Информационные радиосистемы и радиотехнологии 2024. – Минск, 2024. – С. (ссылка по сборнику).
5. Матюшков, А. Л., Каленкович, Е. Н., Титович, Н. А., Жук, А. А. Антенный коммутатор для обнаружителя источников радиоизлучений // Информационные радиосистемы и радиотехнологии 2024. – Минск, 2024. – С. (ссылка по сборнику).
6. Chen, X., Liu, W. Coverage analysis of circular antenna arrays for direction finding // IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. – 2025. – Vol. 24, early access. – P. 1–5.
7. Minicircuits. Low-noise amplifiers for C-band applications: CMA-545+ datasheet // www.minicircuits.com/pdfs/PMA3-63GLN+.pdf.

УДК 621.371:004.942

ВИЗУАЛИЗАЦИЯ И АНАЛИЗ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ДИФРАКЦИИ В СПЕЦИАЛИЗИРОВАННОЙ ПРОГРАММНОЙ СРЕДЕ

В.Д. МУРИН, Д.В. ПРОКОПЧИК

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: sieva.mourine@gmail.com, prokopchikdanila@gmail.com

Аннотация. Представлена программа, позволяющая наглядно изучить математическую модель дифракции и сравнить её с экспериментальными данными, в программе предусмотрена инструкция для самостоятельного нахождения дифракционного множителя используя спираль Корню.

Abstract. A program is presented that allows one to visually study the mathematical model of diffraction and compare it with experimental data. The program provides instructions for independently finding the diffraction factor using the Cornu spiral.

Введение

Для пояснения понятия дифракции электромагнитной волны была создана программа, помогающая разобраться в теме и научиться определять параметры S и C, используя спираль Корню.

Лабораторная часть

В верхней части окна программы расположены вкладки:

- обучающие окно со спиралью Корню
- теоретическими сведениями
- настройками.

В основном окне программы (рис. 1) самым первым изображением является динамическое трехмерное отображение спирали Корню с проекциями на 3 плоскости, которые при изменении параметров изменяет свой вид в реальном времени. Его можно поворачивать в пределах трёх плоскостей с помощью графического манипулятора. Справа от трехмерного графика изображена динамическая визуализация электромагнитной волны, перед которой находится экран черного цвета, представляющий собой идеальный диэлектрик. Над изображением волны расположены окно для ввода параметров:

- расстояние от центра окна до кромки экрана [x]
- длина волны [λ]
- расстояния от обоих рупоров до экрана [L1, L2]
- количество экранов (1 или 2)
- кнопка, изменяющая внешний вид чёрного экрана.

В самом низу отображены графики модуля и фазы комплексной функции. В правой части окна программы находится таблица, куда студент может вписывать результаты эксперимента, которые автоматически вставятся в нижний график модуля, что позволит увидеть разницу эксперимента с математической моделью. Сверху от таблицы есть параметр амплитуды без экранов и кнопка позволяющая скопировать таблицу и вставить её в Excel в табличном формате.

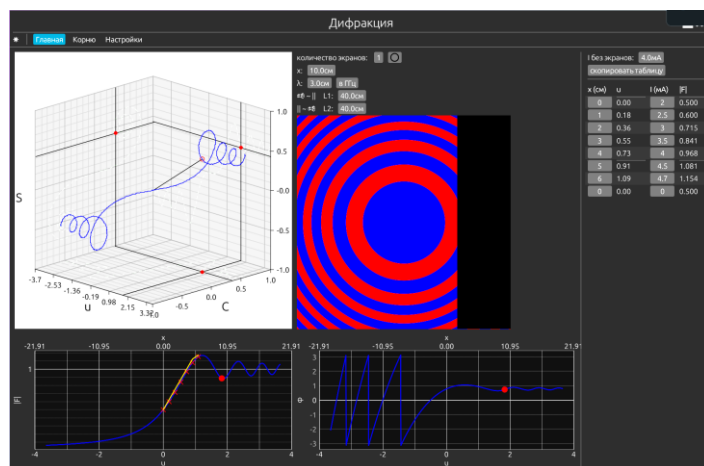


Рис. 1. Главное окно программы

Обучающая часть

Второе окно программы (рис. 2) позволяет научиться использовать спираль Корню для нахождения параметров S и C с инструкцией.

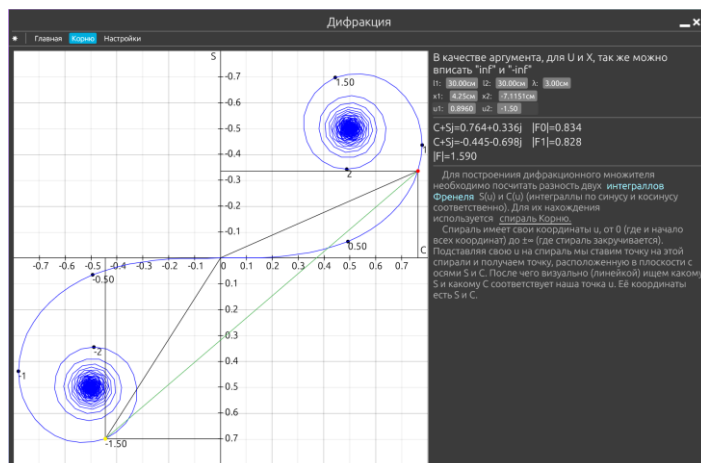


Рис. 2. Обучающее окно

Заключение

Практическая значимость работы заключается в создании эффективной цифровой среды для изучения явления дифракции. Программный комплекс позволяет визуализировать одну из сложных математических моделей, способствуя упрощению изучения одной из базовых задач электродинамики.

Список использованных источников

1. Гололобов, Д. В. Исследование дифракции радиоволн на отверстиях в непрозрачном экране / Д. В. Гололобов, И. Н. Кижлай, В. Б. Кирильчук, А. В. Кухарев, А. О. Рак, Н. А. Чмырев, О. А. Юрцев – Минск: БГУИР, 2004
2. Кураев, А. А. Электродинамика и распространение радиоволн / А. А. Кураев, Т. Л. Попкова, А. К. Сеницын. – Минск: Бестпринт, 2004.
3. Никольский, В. В. Электродинамика и распространение радиоволн: учеб. пособие для вузов / В. В. Никольский, Т. И. Никольская. – Минск: Наука, 1989.
4. Вольман, В. И. Техническая электродинамика / В. И. Вольман, Ю. В. Пименов. – Минск: Связь, 2002.
5. Гололобов, Д. В. Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства: в 3 ч. Ч. 1: Распространение радиоволн / Д. В. Гололобов, В. Б. Кирильчук. – Минск: БГУИР, 2004.

УДК 621.396.6:621.317.38

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ ИЗОТРОПНО-ИЗЛУЧАЕМОЙ МОЩНОСТИ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Ю.В. ПИСЕЦКИЙ¹, К.А. ВОТИНОВ¹, Д.Д. ДАДАМУХАМЕДОВА¹

¹Ташкентский университет информационных технологий имени Мухаммада ал-Хоразми
(Ташкент, Узбекистан)

E-mail: vuriv.pisetskiy@mail.ru

Аннотация. Эквивалентная изотропно-излучаемая мощность является фундаментальным параметром при проектировании, сертификации и регуляторном контроле беспроводных и спутниковых систем. Несмотря на то, что классический дальнепольный метод остаётся эталонным, его практическое применение существенно ограничено требованиями к размеру испытательного полигона и чувствительностью к многолучевым искажениям. В настоящем исследовании представлен систематический сравнительный анализ пяти методов измерения Эквивалентная изотропно-излучаемая мощность: классического дальнепольного, традиционного ближнепольного сканирования, ближнепольного мониторинга для мощных СВЧ-систем, метода одиночной линии сканирования в зоне Френеля для контрольных измерений базовых станций и метода преобразования «Френель-дальнее поле» для электрически крупных устройств с интегрированным генератором. Каждый метод оценивается по пяти критериям: применимость к импульсным/фазово-нестабильным источникам, возможность измерений на объекте эксплуатации, требования к размеру стенда, необходимость разъединения антенны и генератора, достижимая погрешность. Анализ показал, что ни один из методов не является универсальным, а три современных подхода закрывают принципиально различные практические ниши, обеспечивая необходимую погрешность 0,26-0,69 дБ.

Abstract. Equivalent Isotropically Radiated Power is a fundamental parameter in the design, certification, and regulatory compliance of wireless and satellite systems. While the classical far-field method remains the reference standard, its practical application is severely constrained by test-site size requirements and susceptibility to multipath distortion. This paper presents a systematic comparative analysis of five Equivalent Isotropically Radiated Power measurement methods: the classical far-field method, the conventional near-field scanning method, the near-field monitoring method for high-power microwave systems, the Fresnel-region single-line scanning method for in-situ base-station measurements, and the Fresnel-to-far-field transformation method for electrically large equipment with integrated signal generators. Each method is evaluated against five criteria: applicability to pulsed/phase-unstable sources, feasibility of in-situ deployment, test-site size requirements, necessity of antenna-generator disconnection, and achievable measurement uncertainty. The analysis reveals that no single method is universally applicable, and that the three contemporary methods each address a distinct practical constraint unmet by classical approaches, with measurement uncertainties of 0.26-0.69 dB.

Введение

Эквивалентная изотропно-излучаемая мощность (ЭИИМ) – интегральный параметр, объединяющий мощность передатчика, коэффициент усиления антенны и потери в фидерном тракте:

$$\text{ЭИИМ(дБм)} = P_m + GT - LT \quad (1)$$

где P_m – мощность передатчика; GT – усиление антенны; LT – потери в линии передачи. Данный параметр служит единой сравнительной мерой для излучающих систем любого класса: от абонентских терминалов до транспондеров геостационарных спутников.

Точное знание ЭИИМ критически важно в нескольких прикладных областях. В спутниковой связи ЭИИМ наземного сегмента непосредственно определяет энергетический бюджет канала и достижимое отношение сигнал/шум на бортовом приёмнике [4]. В сетях сотовой связи пятого поколения (5G) появление активных антенных систем с формированием луча сделало ЭИИМ основной метрикой мощности передатчика [5, 6]. В системах высокомошной СВЧ-техники, например в радарх, медицинских терапевтических установках или оборонных применениях, оценка ЭИИМ необходима для верификации технических характеристик [7]. Регуляторные органы, такие как Международный союз электросвязи (МСЭ) и национальные агентства типа FCC (Federal Communications Commission - Федеральная комиссия по связи США) устанавливают предельные значения ЭИИМ для предотвращения межсистемных помех [8].

Несмотря на кажущуюся простоту формулы, точное измерение ЭИИМ сопряжено с принципиальными трудностями, обусловленными разнообразием типов источников и условий эксплуатации. Классический дальнепольный метод требует расстояния $R \geq 2D^2/\lambda$ между антенной под испытанием (AUT – antenna under test) и приёмной антенной, что для современных крупных антенн и миллиметровых диапазонов составляет десятки и сотни метров [9]. Традиционный ближнепольный метод сокращает дистанцию, однако требует фазовой стабильности источника и длительного сканирования, что недостижимо для импульсных систем и невозможно при измерениях на действующих объектах [10].

В последние годы предложен ряд альтернативных подходов, направленных на преодоление этих ограничений. Однако их систематическое сравнение по единым критериям в литературе представлено недостаточно. Настоящая работа восполняет данный пробел: проведён критический анализ пяти методов измерения ЭИИМ с оценкой по пяти ключевым практическим критериям.

Анализируемые методы измерения ЭИИМ

1. Классический дальнепольный метод

Дальнепольный метод является эталонным: приёмная антенна с известным коэффициентом усиления G_r устанавливается на расстоянии, удовлетворяющем критерию Рэлея. Принятая мощность P_r измеряется анализатором спектра или измерителем мощности, ЭИИМ рассчитывается через уравнение передачи Фрица:

$$\text{ЭИИМ}(\text{дБм}) = P_r - G_r + \text{FSPL}, \quad (2)$$

где $\text{FSPL} = 20 \cdot \log(4\pi R/\lambda)$ – потери в свободном пространстве. Для антенн с апертурой $D = 0,5$ м на частоте 10 ГГц минимальная дистанция составляет около 17 м, для 1-метровой апертуры при той же частоте – уже 67 м. В условиях городской застройки многолучевое распространение приводит к значительным систематическим ошибкам [9, 10].

2. Традиционный ближнепольный метод

При традиционном ближнепольном подходе зонд последовательно перемещается по сканирующей поверхности (плоской, цилиндрической или сферической) вблизи AUT. После получения полного распределения амплитуды и фазы ближнего поля выполняется численное преобразование в дальнее поле, из которого извлекается ЭИИМ [4, 10]. Метод позволяет работать в компактных безэховых камерах и обеспечивает диагностику диаграммы направленности антенны. Однако он непригоден для двух важных классов задач: во-первых, для высокомошных СВЧ (ВМ СВЧ) систем с межимпульсной фазовой нестабильностью; во-вторых, для действующих базовых станций, у которых недоступен опорный сигнал, а зонд вблизи антенны создаёт помехи в эфирном интерфейсе.

3. Метод ближнепольного мониторинга для ВМ СВЧ-систем [1]

В работе [1] предложен принципиально иной подход для измерения ЭИИМ мощных СВЧ-систем. В ближней зоне AUT устанавливается крупногабаритная мониторинговая антенна. Параметр S_{21} между мониторинговой и испытуемой антенной измеряется в режиме малой мощности (LPM – low power mode), при котором фаза стабильна. При импульсном включении системы фиксируется мощность P_r , а входная мощность передатчика восстанавливается по формуле $P_{\text{вх}} = P_r - S_{21}$. Метод требует лишь одного импульса, что принципиально устраняет проблему межимпульсной нестабильности фазы. Достигнутая погрешность – $\pm 0,5$ дБ [1].

Ограничения: необходимость предварительной калибровки S_{21} в LPM-режиме при строго неизменном взаимном расположении антенн; ограниченная применимость к системам без режима малой мощности.

4. Метод одиночной линии сканирования в зоне Френеля [2]

Метод [2] предназначен для измерения ЭИИМ антенн базовых станций в условиях эксплуатации (in-situ). Зонд перемещается линейно на расстоянии $R_1 \approx R_{\text{дл}}/8$ от антенны – лишь вдоль одной прямой. Фаза восстанавливается из амплитудных данных итерационным алгоритмом «Phase Retrieval» с параметрическим представлением фазового фронта. Преобразование «Френель-дальнее поле» даёт ЭИИМ без отключения базовой станции и без физического доступа к антенному порту. Точность: 0,26 дБ (моделирование), 0,69 дБ (эксперимент) [2].

Ограничения: итерационный алгоритм требует корректного начального приближения; точность снижается для антенн с нестандартными фазовыми распределениями.

5. Метод Френель-дальнее поле для крупногабаритного оборудования с интегрированным генератором [3]

Метод [3] нацелен на сертификационное измерение ЭИИМ электрически крупных устройств с интегрированным генератором в компактной безэховой камере. Разъединение генератора и антенны по условиям сертификации недопустимо. Авторы предложили модифицированный метод измерения фазы: референсная

антенна и анализатор цепей обеспечивают одновременное получение амплитуды и фазы при $R_1 \approx R_{дп}/5$, после чего выполняется преобразование в дальнее поле по алгоритму Френеля. Погрешность относительно эталонного дальнепольного измерения – 0,5 дБ [3].

Ограничения: предполагает когерентный источник с доступным референсным портом; при отсутствии такого порта требуется модификация схемы.

Сравнительный анализ методов

Для систематического сопоставления методов сформулированы пять критериев сравнения: (1) применимость к импульсным или фазово-нестабильным источникам; (2) возможность измерения на объекте эксплуатации (in-situ); (3) требования к габаритам испытательного стенда; (4) необходимость разъединения АУТ и генератора; (5) достижимая погрешность измерения ЭИИМ. Результаты систематизированы в таблице 1.

Таблица 1. Сравнение методов измерения ЭИИМ

Метод	Импульсный источник	In-situ	Стенд	Разъед. ген.	Погрешность
Дальнепольный	–	–	Большой ($\geq R_{рэля}$)	Да	< 0,3 дБ
Традиционный ближнепольный	–	Частично	Средний	Да	< 0,5 дБ
Ближнепольный мониторинг [1]	+ (1 импульс)	Ограниченно	Малый	Нет	$\pm 0,5$ дБ
Одиочная линия, зона Френеля [2]	–	+	Малый	Нет	0,26-0,69 дБ
Френель–дальнее поле, интегральное генерирование [3]	–	–	Малый ($\approx R_{дп}/5$)	Нет	$\leq 0,5$ дБ

Анализ таблицы выявляет ряд принципиальных закономерностей. Во-первых, классический дальнепольный метод и традиционный ближнепольный метод не могут применяться ни к импульсным источникам, ни к активным базовым станциям. То есть, именно к тем классам оборудования, которые наиболее распространены в современных сетях 5G и системах ВМ СВЧ [5, 11]. Во-вторых, все три современных метода [1–3] обеспечивают компактный стенд и не требуют разъединения генератора с антенной, что кардинально расширяет возможности сертификационных испытаний. В-третьих, погрешности современных методов (0,26-0,69 дБ) сопоставимы с погрешностями классических подходов и существенно укладываются в допуск ± 2 дБ, установленный регуляторными органами для сертификации базовых станций [8].

Вместе с тем каждый из трёх современных методов закрывает строго определённую практическую нишу: метод [1] – импульсные ВМ СВЧ-системы, метод [2] – действующие базовые станции на объекте эксплуатации, метод [3] – компактное сертификационное испытание устройств с интегрированным генератором. Ни один из них не является универсальным: применение метода [1] к базовым станциям невозможно из-за отсутствия LPM-режима, метода [2] к ВМ СВЧ – из-за предположения о когерентности источника, метода [3] к in-situ задачам – из-за потребности в безэховой камере. Это означает, что для покрытия полного спектра практических условий необходима интеграция методов в единую измерительную стратегию [12].

Отдельного внимания заслуживает вопрос метрологической трассируемости. Все три современных метода используют в качестве вычислительного ядра преобразование из ближней или промежуточной зоны в дальнее поле – аппарат интегрального представления Кирхгофа-Гюйгенса. Это обеспечивает концептуальное единство методов и открывает возможность их перекрёстной верификации при параллельном применении двух модулей к одному объекту [13].

Заключение

Проведён систематический сравнительный анализ пяти методов измерения ЭИИМ в радиотехнических системах. Установлено, что классические методы (дальнепольный и традиционный ближнепольный) обеспечивают высокую точность только в контролируемых лабораторных условиях и принципиально неприменимы к импульсным источникам и in-situ измерениям. Три современных метода [1–3] преодолевают эти ограничения, каждый в своей практической нише, при достигаемой погрешности 0,26-0,69 дБ, что с запасом удовлетворяет регуляторным требованиям МСЭ-Р и FCC.

Ключевой вывод анализа состоит в том, что ни один из методов не является универсальным: области их оптимальной применимости строго разграничены по трём критериям: типу источника, доступности антенного порта и условиям размещения стенда. Данное обстоятельство обуславливает необходимость разработки комбинированной стратегии измерений, объединяющей преимущества рассмотренных подходов. Синтез такой стратегии и её метрологическое обоснование являются предметом отдельного исследования авторов.

Список использованных источников

1. Hu, F. et al. An EIRP Measurement Method of High-Power Microwave Systems Based on Near-Field Testing // International Journal of Antennas and Propagation. – 2024. – Article ID 2048009. doi:10.1155/2024/2048009
2. Oh, S.-S. et al. An EIRP Measurement Method for Base-Station Antennas Using Field Strengths Measured along a Single Straight Line // International Journal of Antennas and Propagation. – 2013. – Article ID 742636. doi:10.1155/2013/742636
3. Oh, S.-S. et al. EIRP Characterization of Electrically Large Wireless Equipment with Integrated Signal Generator in a Compact Environment // International Journal of Antennas and Propagation. – 2015. – Article ID 383925. doi:10.1155/2015/383925
4. IEEE Std 1720-2012. IEEE Recommended Practice for Near-Field Antenna Measurements. – IEEE, 2012.
5. Khatib, M. A., Dardouri, M., Vitucci, E. M. EIRP Measurement Methodology for 5G Base Stations: Challenges and Recent Solutions // IEEE Access. – 2022. – Vol. 10. – P. 63571–63584. doi:10.1109/ACCESS.2022.3181956
6. Qamar, Z. et al. Radiated Power Measurement and Compliance Testing of 5G NR FR1 and FR2 Devices // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2021. – Vol. 70. – P. 1–12. doi:10.1109/TIM.2020.3044014
7. Liu, Q. et al. Near-Field Measurement Technique for High-Power Microwave Sources and Antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2020. – Vol. 68, No. 8. – P. 6235–6244. doi:10.1109/TAP.2020.2980077
8. ITU-R Recommendation SM.329-12. Unwanted emissions in the spurious domain. – ITU, 2012. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.itu.int/rec/R-REC-SM.329/en>
9. Gregson, S., McCormick, J., Parini, C. Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements. – London: IET, 2007. doi:10.1049/PBEW053E
10. Yaghjian, A. D. An Overview of Near-Field Antenna Measurements // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1986. – Vol. 34, No. 1. – P. 30–45. doi:10.1109/TAP.1986.1143727
11. Alvarez, Y. et al. Antenna Diagnostics and Characterization Using Unmanned Aerial Vehicles // IEEE Access. – 2017. – Vol. 5. – P. 23563–23575. doi:10.1109/ACCESS.2017.2754985
12. Foged, L. J. et al. Considerations for EIRP Testing of Multi-Beam Antenna Arrays // 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). – Copenhagen, 2020. – P. 1–5. doi:10.23919/EuCAP48036.2020.9136007
13. Anritsu. Making EIRP Measurements on 5G Base Stations: Application Note 11410-01160A. – Anritsu, 2020. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://dl.cdn-anritsu.com/en-us/test-measurement/files/Application-Notes/Application-Note/11410-01160A.pdf>

УДК 621.317

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕАЛИЗАЦИЙ СЕНСОРНЫХ ТРАНСПОНДЕРОВ RFID С ПРОСТРАНСТВЕННЫМ РАЗНЕСЕНИЕМ ЗОН ИЗМЕРЕНИЯ И ПРИЕМА-ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Ю.Р. ПОБУДЕЙ, И.Д. МАРТЫНЕНКО, В.Б. КИРИЛЬЧУК

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: misel2002urii@gmail.com

Аннотация. Приводится сравнительный анализ запатентованных сенсорных устройств с пространственным разнесением зон измерения и приема-передачи данных. Предложен способ реализации выносных датчиков для идентификационно-сенсорной платформы на базе радиочастотной идентификации с помощью трансформатора импеданса.

Abstract. A comprehensive analysis of patented sensor devices with spacial separation of measurement and transmission zones is presented. A method for implementing remote sensor for an RFID-based identification and sensor platform using an impedance transformer is proposed.

Введение

В рамках парадигмы интернета вещей (IoT) наблюдается стабильный рост потребности в недорогих беспроводных устройствах с низким энергопотреблением, что вывело RFID-технологии на передовые позиции в области сенсорики. Сенсорные RFID транспондеры (СТ) полностью соответствуют жестким критериям IoT, сочетая в себе компактность и высокую энергоэффективность. Применение инновационных материалов и технологий производства, наряду с эволюцией подходов к сбору данных, такие как туманные вычисления (Fog Computing) и краевые вычисления (Edge Computing), делает описанные датчики ключевым элементом для IoT-систем, требующих надежного сенсорного функционала [1].

Существует две конфигурации сенсорных транспондеров RFID, использующих микроэлектронный чип: электронный и электромагнитный [2]. При идентичном наборе базовых функциональных блоков принципиальное различие между ними кроется в архитектуре сенсорной части, из которых выделяются следующие пункты:

1. В электронной конфигурации измерительный элемент (сенсор) физически сопряжен с чипом. Сенсор может быть интегрирован в чип или подключен через внешний микроконтроллер. Ключевым преимуществом является разделение функций измерения и трансляции данных. Информация оцифровывается и передается в составе идентификационного кода, что защищает ее от искажений, вызванных внешней средой [3-6].

2. В электромагнитной конфигурации роль датчика выполняет сама антенна СТ. Изменения параметров окружающей среды (проводимости или диэлектрической проницаемости) напрямую влияют на характеристики антенны — входной импеданс, усиление или поляризацию. Это, в свою очередь, модулирует амплитудно-фазовые и поляризационные свойства поля обратного рассеяния в частотной/поляризационной области [7]. В зависимости от характера изменений такие датчики классифицируются как резистивные или емкостные.

Для обеих приведенных конфигураций предельная дальность считывания жестко ограничена пороговой чувствительностью СТ — минимальной мощностью облучающего сигнала, необходимой для активации транспондера. В электронных СТ для преодоления этого ограничения и расширения радиуса действия применяют полупассивную архитектуру, где цифровые блоки питаются от встроенной батареи, а передача данных активируется строго по запросу считывателя.

Серьезным вызовом для электромагнитных СТ является мониторинг сред, экранирующих или поглощающих радиоволны (металлы, жидкости и т.д.). Прямое размещение датчика в таких объектах критически снижает дальность связи или делает ее невозможной. Для решения этой проблемы необходима разработка электромагнитных СТ с пространственным разнесением: измерительная зона должна быть физически отделена от зоны приема-передачи информации.

Существующие решения разнесения зон

На данный момент существует достаточное количество интегральных исполнений СТ на коммерческой основе. Среди компаний, которые занимаются серийным выпуском подобных устройств, можно отметить ASYGN, CAEN RFID, Powercast, SMARTRAC, TagMatiks. Мы рассмотрим распространенное решение разнесения зон на примере устройства от производителя CAEN RFID, а именно CAEN RFID A927ZET UHF Semi-Passive Logger Tag. Предлагаемое устройство является беспроводным полупассивным УВЧ СТ электронной конфигурации с подключенным через микроконтроллер сенсором, а также дополнительным внешним термочувствительным элементом (рис. 1) [8].



Рис. 1. Внешний вид CAEN RFID A927ZET UHF Semi-Passive Logger Tag

Как было отмечено ранее, электронная конфигурация СТ обеспечивает разделение функций измерения и трансляции данных за счет оцифровки информации, так что исполнение выносного сенсора только расширяет возможности измерения интересующих характеристик в средах с обилием поглощающих и экранирующих объектов, а также поддерживает высокую точность измерений (разрешение $\pm 0,1^\circ\text{C}$). Основными недостатками данного решения являются малая дальность действия, высокая стоимость (при организации широкой сети датчиков), редкая периодичность снятия измерений (один замер в 40 минут) и наличие внутреннего источника питания, который требуется заменять.

В случаях, когда требуется удешевить стоимость разрабатываемого устройства, требования к точности измерений невысокие прибегают к применению электромагнитной конфигурации. Такие подходы особенно предпочтительны при большой масштабируемости сети датчиков. Наглядным примером реализации СТ электромагнитной конфигурации с пространственным разделением зон измерения и приема-передачи является запатентованное изобретение (рис. 2) [9-10].

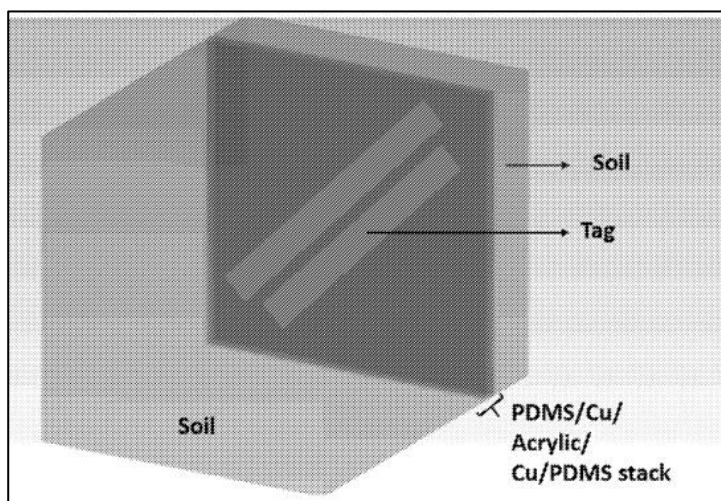


Рис. 2. Схематичная визуализация изобретения

СТ работает на основе технологии обратного рассеяния для беспроводного измерения объемного влагосодержания (VWC) почвы. СТ состоит из короткозамкнутых дипольных резонаторов, резонансные частоты которых зависят от эффективной диэлектрической проницаемости окружающего грунта (определяемой его влажностью). Резонансная частота сенсорной метки измеряется с помощью антенны считывателя с ортогональной поляризацией, которая фиксирует пик в спектре обратного рассеяния. Изменение характеристик измеряемой среды через выносной сенсор изменять импеданс антенны RFID-метки, тем самым изменяя её пороговую чувствительность. Недостатками изобретения является то, что для достижения необходимой чувствительности к измерению выбранного параметра ширина используемого частотного диапазона в два раза превышает заданный стандартом ISO/IEC 18000-6:2013 (рис. 3), а также рабочая дальность изобретения всего составляет 40 см [10, 11].

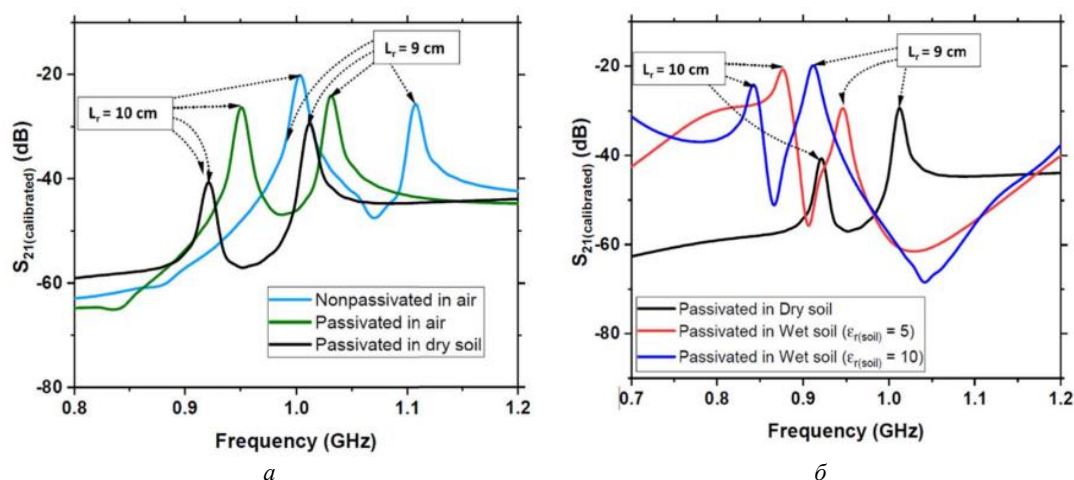


Рис. 3. Графики пороговой чувствительности: а – в сухой почве; б – в почве разной степени влажности

Разработанная сенсорная платформа

Упрощенная схема СТ с пространственным разделением функций измерения и приема-передачи данных представлена на рисунке. Конструктивно транспондер объединяет приемопередающую антенну и RFID-метку ближнего поля (МБП), размещенную в зоне максимальной концентрации ее магнитного поля. Назначением МБП является генерация и трансляция идентификационного кода на считыватель за счет механизма модуляции обратного рассеяния. В зону максимальной концентрации электрического поля антенны СТ посредством отрезка коаксиального кабеля, выступающего в роли трансформатора импеданса (ТИ), подключен выносной датчик контролируемого параметра. Совокупность датчика и ТИ формирует измерительный зонд. Внешний вид макета, реализующего данное техническое решение, представлен на рис. 4 [12].

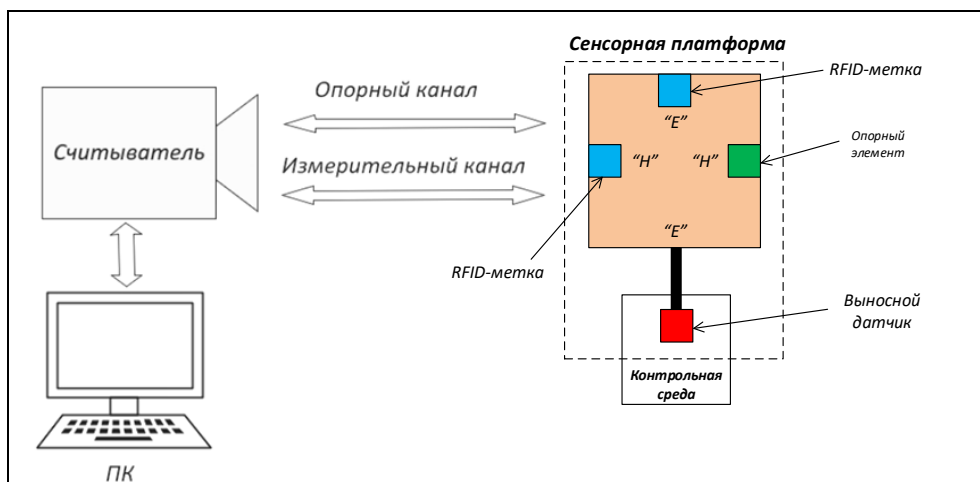


Рис. 4. Схематичная визуализация работы и конфигурации системы
Секция I «Радиотехника, антенны и устройства СВЧ»

Разрабатываемая УВЧ беспроводная идентификационно-сенсорная платформа контроля локальных значений среды исправляет недостатки вышеупомянутых устройств. Она представляет собой систему из пассивной RFID-метки, настроенной на рабочий диапазон 860-960 МГц патч-антенны с круговой поляризацией и симметричными опорным и измерительным каналами, выносного температурного датчика и, непосредственно, программного обеспечения для управления считывателем и контроля полученных данных. Принцип работы данного экспериментального макета основан на изменении импеданса антенны за счёт изменения комплексного сопротивления температурного датчика. Изменяя несущую частоту считывателя в заданном частотном диапазоне, программное обеспечение фиксирует значения пороговой чувствительности WISP-устройства на резонансной частоте. Эти данные сопоставляются с калибровочной характеристикой и, с помощью алгоритма пересчёта с заданной точностью вычисляется температура окружающей среды [13].

Использование антенны с круговой поляризацией позволяет использовать дифференциальный метод измерения. Идея использования дифференциального метода заключается в использовании опорного канала, относительного которого производится измерение локальных физических параметров среды. Опорный элемент не подвержен изменению своих характеристик в зависимости от измеряемого параметра окружающей среды, что позволяет использовать разность значений с двух каналов для измерения.

Для снижения ориентационной зависимости пороговой чувствительности от направления транспондера в пространстве обычно используют считыватель, излучающий поле круговой поляризации. При этом возникают неизбежные потери на поляризационное рассогласование антенны считывателя и антенны транспондера. Несогласованность поляризационных базисов антенн считывателя и меток обуславливает дополнительные поляризационные потери, которые в среднем составляют 3 дБ. Также данный способ позволяет стабильно работать только в свободном от местных предметов (источников переотражения) канале связи.

Было предложено использовать линейно-поляризованный облучающий сигнал считывателя, который представляется как сумма круговых поляризаций правого и левого вращений для повышения помехоустойчивости СТ в ограниченном пространстве, наполненном большим количеством отражающих поверхностей [14].

В ходе экспериментальных исследований выполнено измерение комплексного сопротивления термодатчика, конструктивно выполненного в виде полуволнового отрезка коаксиальной линии с термистором на конце. Снятие показаний осуществлялось с помощью векторного анализатора цепей при нагреве датчика в заданном температурном диапазоне с шагом 5°C. Результаты измерений подтвердили зависимость КСВ и импеданса антенны от температуры нагрева датчика. Полученные экспериментальные данные аппроксимированы в виде частотно-температурной зависимости модуля импеданса, представленной на рисунке 5.

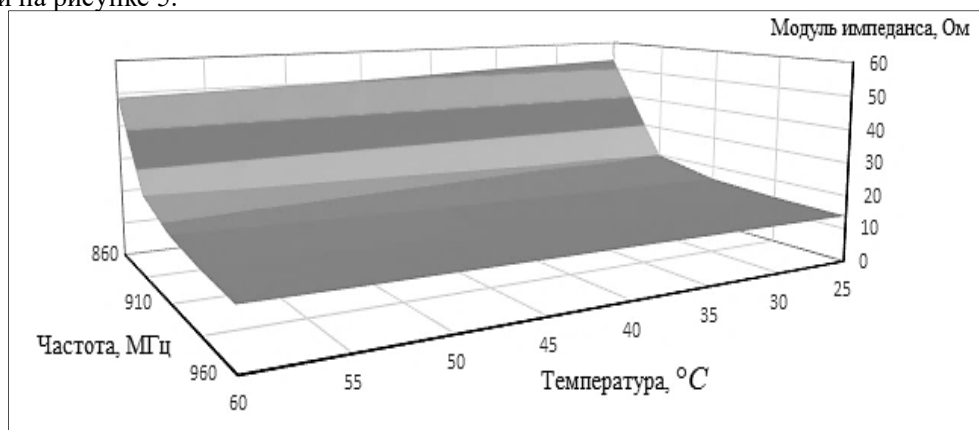


Рис. 5. Схематичная визуализация работы и конфигурации системы

Было экспериментально установлено, что зависимость комплексного сопротивления температурного датчика от температуры окружающей среды действительно отражается на импедансе антенны. Данное свойство можно в дальнейшем использовать для замера пороговой чувствительности СТ с помощью считывателя, тем самым определяя интересующий физический параметр объекта или среды в режиме реального времени по показаниям пассивной системы СТ с допустимой точностью в заданном стандартом диапазоне частот технологии RFID.

Заключение

Использование способа трансформации импеданса датчика позволяет реализовать СТ с пространственным разнесением зон измерения физических параметров среды и приема-передачи информации, при этом достигая точности вышеприведенных запатентованных решений электромагнитной конфигурации, а также значительно дешевле и проще в реализации чем электрической конфигурации.

Список использованных источников

1. K. Sohraby, D. Minoli, T. Znati «Wireless Sensor Networks: Technology, Protocols, and Applications», Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2007, 328 p.
2. Abubakar Sharif, Jun Ouyang, Kamran Arshad, Muhammad Ali Imran, and Qammer H. Abbasi. Passive UHF RFID Tag Antennas-Based Sensing for Internet of Things Paradigm Backscattering and RF Sensing for Future Wireless Communication, First Edition. Edited by Qammer H. Abbasi, Hasan T. Abbas, Akram Alomainy, and Muhammad Ali Imran. 2021 John Wiley & Sons Ltd. Published 2021 by John Wiley & Sons Ltd. pp.133-155.
3. Патент США US 2016/0267769 A1, МПК G08B 21/20 (2013.01).
4. Патент Франции WO 2012/054474 A1, МПК G06K 19/07 (2006.01).
5. Powercast High-Function RFID Sensor Tag PCT100 Datasheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://www.powercastco.com/wp-content/uploads/2021/06/PCT100-Datasheet-Rev-6.pdf>.
6. Tagmatiks Dual Frequency RAIN/NFC Data Logger Tag TAG-S-I Datasheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа : https://rfid4ustore.com/content/data_sheet/TAG-S-I.pdf.
7. Cui, L.; Zhang, Z.; Gao, N.; Meng, Z.; Li, Z. Radio Frequency Identification and Sensing Techniques and Their Applications—A Review of the State-of-the-Art. Sensors 2019, 19, 4012. [Google Scholar] [CrossRef] [PubMed][Green Version].
8. CAEN RFID A927Z Technical Information Manual [Электронный ресурс]. – Режим доступа : https://rfid4ustore.com/content/data_sheet.
9. Патент США US 12,117,413 B2; МПК G01N 27/223; G01N 33/246; G01N 2033/245; 2024.
10. Sarath Gopalakrishnan, Jose Waimin. Battery-Less Wireless Chipless Sensor Tag for Subsoil Moisture Monitoring. IEEE Sensors Council, 2020, pp. 1558-1748.
11. ISO/IEC 18000-6:2013 [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://internet-law.ru/gosts/gost/56994>.
12. Электромагнитный сенсорный RFID транспондер с пространственным разнесением зон измерения и приема-передачи данных / Побудей Ю.Р., Маритыненко И.Д., Кирильчук В.Б. // Информационные радиосистемы и радиотехнологии, 2024 – с. 101-103.
13. Электромагнитный сенсорный RFID транспондер с дифференциальной схемой измерением физических параметров среды / Побудей Ю.Р., Маритыненко И.Д., Кирильчук В.Б. // Информационные радиосистемы и радиотехнологии, 2024 – с. 104-106.
14. Применение поляризационной обработки сигналов для повышения помехоустойчивости пассивной сенсорной RFID системы / Побудей Ю.Р., Маритыненко И.Д., Кирильчук В.Б. // 62-я Научная Конференция Аспирантов, Магистрантов и Студентов БГУИР, 2026.

УДК 621.391

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПАССИВНОЙ СЕНСОРНОЙ RFID СИСТЕМЫ

Ю.Р. ПОБУДЕЙ, И.Д. МАРТЫНЕНКО, В.Б. КИРИЛЬЧУК

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: imartynenko082@gmail.com

Аннотация. Приводится методика использования линейной поляризации передатчика считывателя и симметричных каналов антенны с круговой поляризацией сенсорной платформы RFID для повышения помехоустойчивости системы в замкнутом пространстве.

Abstract. A technique is presented for using linear polarization of the reader's transmitter and symmetrical antenna channels with circular polarization of the RFID sensor platform to increase the noise immunity of the system in an enclosed space.

Введение

Современное развитие систем беспроводной идентификации и дистанционного мониторинга обусловлено возрастающей потребностью в создании энергоэффективных и малогабаритных сенсорных устройств, способных функционировать без автономных источников питания. Одним из наиболее перспективных направлений в данной области являются беспроводные идентификационно-сенсорные платформы, построенные на базе технологии RFID (Radio Frequency Identification). Использование пассивных RFID-систем позволяет реализовать удалённый контроль параметров окружающей среды при минимальном энергопотреблении и сравнительно низкой стоимости оборудования. Особый интерес представляют пассивные сенсорные RFID-платформы УВЧ-диапазона, применяемые для измерения температуры, влажности, механических деформаций и других физических параметров. Однако практическое применение подобных систем в реальных условиях эксплуатации сопровождается рядом проблем, связанных с влиянием многолучевого распространения радиоволн, переотражений от окружающих объектов и поляризационного рассогласования антенн. Указанные факторы приводят к возникновению интерференционных искажений и снижению помехоустойчивости канала связи между RFID-считывателем и транспондером. Одним из способов повышения устойчивости RFID-систем к внешним помехам является использование методов поляризационной обработки сигналов. Применение антенн с различными типами поляризации, а также организация дифференциальной схемы измерения позволяют уменьшить влияние отражённых сигналов и повысить стабильность измерений в ограниченных пространствах с большим количеством отражающих поверхностей.

Особенности работы пассивных WISP

Современные аппаратно-программные комплексы, предназначенные для дистанционного мониторинга физических величин и беспроводной передачи данных в УВЧ-диапазоне, классифицируются как беспроводные идентификационные и сенсорные платформы (WISP – Wireless Identification and Sensing Platform). Технологически они базируются на использовании стандартных RFID-считывателей и специализированных транспондеров (пассивного или полупассивного типа).

Устройство WISP обеспечивается энергией несущей частоты RFID-считывателя, а встроенный микроконтроллер собирает данные с подключённого датчика. Для связи со считывателем, WISP использует протоколы стандарта EPC Global [1].

Предложенная выше реализация беспроводной идентификационно-сенсорной платформы получила широкое применение в различных сферах, однако уже на данном этапе можно отметить несколько недостатков. Данное интегральное исполнение содержит в себе микропроцессор, который сам по себе увеличивает стоимость всей платформы. Также стоит отметить увеличение энергопотребления датчика, которое ввиду своего высокого показателя значительно уменьшает дальность действия связи с RFID-считывателем [2].

Дифференциальный способ измерения физических параметров окружающей среды

Беспроводная идентификационно-сенсорная платформа – это система, базированная на радиочастотной идентификации, включающая в свой состав сенсор (интегрированный или выносной), упрощённая схема предлагаемой реализации изображена на рис. 1 [3].

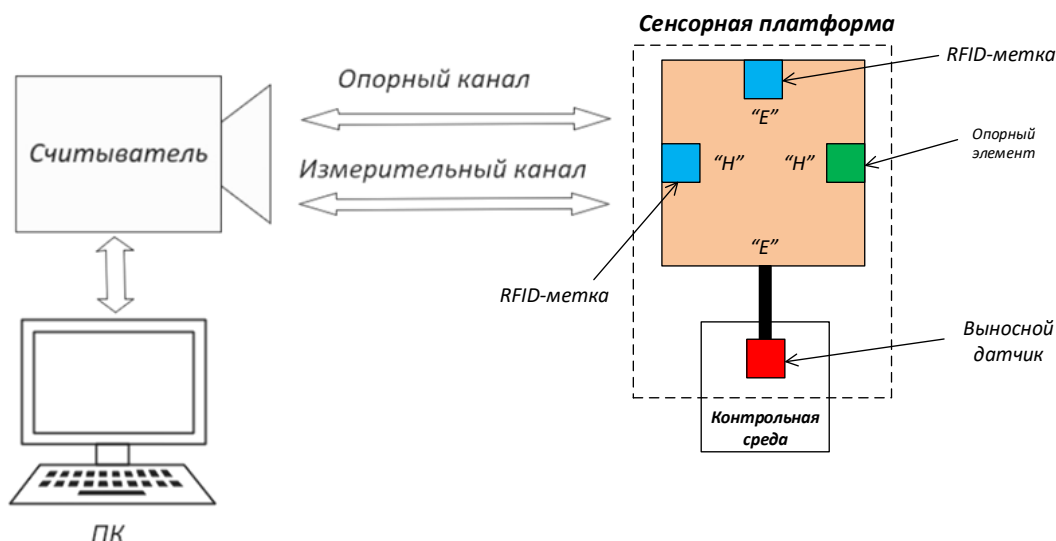


Рис. 1. Схема работы с WISP-устройством

Разрабатываемая УВЧ беспроводная идентификационно-сенсорная платформа контроля локальных значений среды исправляет вышеперечисленные недостатки. Она представляет собой систему из пассивной RFID-метки, настроенной на рабочий диапазон 860-960 МГц патч-антенны с круговой поляризацией и симметричными опорным и измерительным каналами, выносного температурного датчика и, непосредственно, программного обеспечения для управления считывателем и контроля полученных данных. Принцип работы данного экспериментального макета основан на изменении импеданса антенны за счёт изменения комплексного сопротивления температурного датчика. Изменяя несущую частоту считывателя в заданном частотном диапазоне, программное обеспечение фиксирует значения пороговой чувствительности WISP-устройства на резонансной частоте. Эти данные сопоставляются с калибровочной характеристикой и, с помощью алгоритма пересчёта с заданной точностью вычисляется температура окружающей среды [4].

Использование антенны с круговой поляризацией позволяет использовать дифференциальный метод измерения. Идея использования дифференциального метода заключается в использовании опорного канала, относительного которого производится измерение локальных физических параметров среды. Опорный элемент не подвержен изменению своих характеристик в зависимости от измеряемого параметра окружающей среды, что позволяет использовать разность значений с двух каналов для измерения.

Для снижения ориентационной зависимости пороговой чувствительности от направления транспондера в пространстве обычно используют считыватель, излучающий поле круговой поляризации. При этом возникают неизбежные потери на поляризационное рассогласование антенны считывателя и антенны транспондера. Несогласованность поляризационных базисов антенн считывателя и меток обуславливает дополнительные поляризационные потери, которые в среднем составляют 3 дБ. Также данный способ позволяет стабильно работать только в свободном от местных предметов (источников переотражения) канале связи.

Было предложено использовать линейно-поляризованный облучающий сигнал считывателя, который представляется как сумма круговых поляризаций правого и левого вращений для повышения помехоустойчивости WISP системы в ограниченном пространстве, наполненном большим количеством отражающих поверхностей (рис. 2).

Рассмотрим распространение в пространстве волны согласной круговой поляризации после «разложения» линейно-поляризованной волны от считывателя и определим дифракционный множитель.

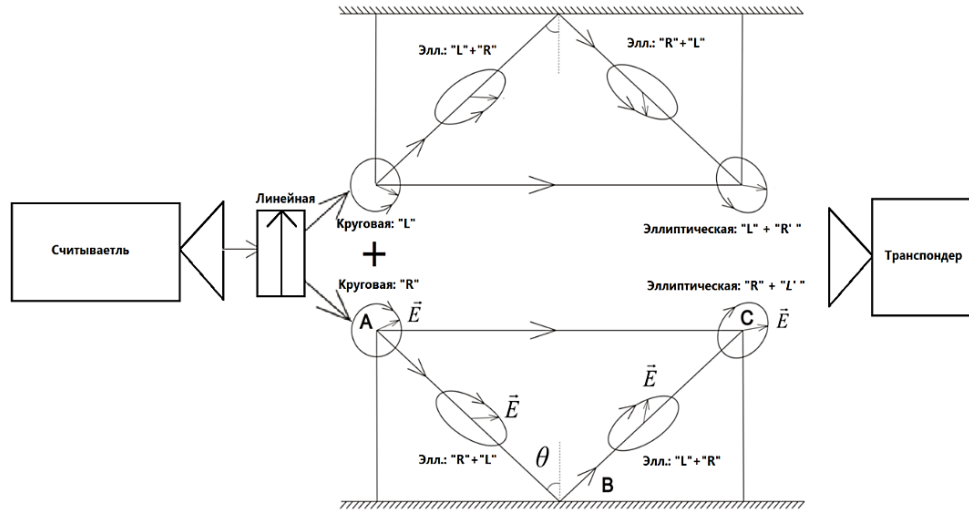


Рис. 2. Расположение волны линейной поляризации на две круговые и их отражение от подстилающей поверхности

При падении на отражающую поверхность волны с круговой поляризацией, например, правого вращения (согласная поляризация), отражённый сигнал деполаризуется (обусловлено изменением разности фаз и соотношением амплитуд между ортогональными составляющими отраженного поля), и, будет в общем случае иметь эллиптическую поляризацию. Совокупный сигнал в точке расположения антенны метки можно представить в виде прямого луча с согласной поляризацией, например правого вращения, и суперпозиции полей, отраженных от соответствующих отражающих поверхностей [5]:

$$\dot{E}_{\Sigma}^R(\theta_i, \varphi_i) = \dot{E}_0^R + \dot{E}_{omp\Sigma}^{el}(\theta_i, \varphi_i) \quad (1)$$

где $\dot{E}_{omp\Sigma}^{el}(\theta_i, \varphi_i)$ – совокупное эллиптически поляризованное поле отраженных сигналов от соответствующих отражающих поверхностей.

В круговом поляризационном базисе $\dot{E}_{omp\Sigma}^{el}(\theta_i, \varphi_i)$ можно представить в виде суммы двух полей, правого (согласного) и левого (кроссового) вращений с соответствующими значениями амплитуд и разности фаз между ними (рис. 2):

$$\dot{E}_{omp\Sigma}^{el}(\theta_i, \varphi_i) = \dot{E}_{omp\Sigma}^R(\theta_i, \varphi_i) + \dot{E}_{omp\Sigma}^L(\theta_i, \varphi_i) \quad (2)$$

С учетом (1.33) и (1.34) полное поле в точке приема можно представить в виде:

$$\begin{cases} \dot{E}_{omp\Sigma}^R(\theta_i, \varphi_i) = \vec{e}_R(\dot{E}_0^R + \sum_{i=1}^m \dot{E}_{отр m}^R) = \vec{e}_R(\dot{E}_0^R + \sum_{i=1}^m |\dot{R}_m^R| \frac{\sqrt{60PG_2}}{r_m} F_2^V(\theta_m, \varphi_m) e^{-j(kr_m - \varphi_m^R)}), \\ \dot{E}_{omp\Sigma}^L(\theta_i, \varphi_i) = \vec{e}_L(\sum_{i=1}^m |\dot{R}_m^L| \frac{\sqrt{60PG_2}}{r_m} F_2^H(\theta_m, \varphi_m) e^{-j(kr_m - \varphi_m^L)}), \end{cases} \quad (3)$$

где $\vec{e}_R$ и $\vec{e}_L$ – орт-векторы для право- (согласной) и лево- (кроссовой) поляризованных волн;

$$\dot{E}_0^R = \frac{\sqrt{60 \cdot P \cdot G_2}}{r_0} e^{-jk r_0}$$

– комплексная амплитуда напряженности поля прямого луча при ориентации максимума

диаграммы направленности антенны считывателя на метку; G_2 – коэффициент усиления антенны считывателя

на согласной круговой поляризации поля в направлении на метку; r_0 – длина пути прямого луча; r_m – длина пути

m -х отраженных лучей; m – порядковый номер отраженного луча; $F_2^V(\theta_m, \varphi_m)$ и $F_2^H(\theta_m, \varphi_m)$ – функции направленности антенн круговой поляризации поля считывателя в вертикальной и горизонтальной плоскостях

для углов падения (θ_m, φ_m) [6]; $\dot{R}_m^R = |\dot{R}_m^R| \cdot \exp(j \cdot \varphi_m^R)$ и $\dot{R}_m^L = |\dot{R}_m^L| \cdot \exp(j \cdot \varphi_m^L)$ – комплексные коэффициенты отражения Френеля для право- и лево- поляризованных волн, отражающихся от соответствующих отражающих поверхностей:

$$\dot{R}_m^R = \frac{1}{2}(\dot{R}_m^H + \dot{R}_m^V) = |\dot{R}_m^R| \cdot e^{j \cdot \varphi_m^R}; \quad (4)$$

$$\dot{R}_m^L = \frac{1}{2}(\dot{R}_m^H - \dot{R}_m^V) = |\dot{R}_m^L| \cdot e^{j \cdot \varphi_m^L}; \quad (5)$$

$$|\dot{R}_m^R| = \left\{ [\operatorname{Re}(\dot{R}_m^R)]^2 + [\operatorname{Im}(\dot{R}_m^R)]^2 \right\}^{1/2};$$

$$|\dot{R}_m^L| = \left\{ [\operatorname{Re}(\dot{R}_m^L)]^2 + [\operatorname{Im}(\dot{R}_m^L)]^2 \right\}^{1/2}; \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(\dot{R}_m^R) &= \operatorname{Re}(\dot{R}_m^H) + \operatorname{Re}(\dot{R}_m^V); \\ \operatorname{Im}(\dot{R}_m^R) &= \operatorname{Im}(\dot{R}_m^H) + \operatorname{Im}(\dot{R}_m^V); \\ \operatorname{Re}(\dot{R}_m^L) &= \operatorname{Re}(\dot{R}_m^H) - \operatorname{Re}(\dot{R}_m^V); \\ \operatorname{Im}(\dot{R}_m^L) &= \operatorname{Im}(\dot{R}_m^H) - \operatorname{Im}(\dot{R}_m^V); \end{aligned} \quad (7)$$

$$\varphi_m^R = \arctg \left\{ \frac{\operatorname{Im}(\dot{R}_m^R)}{\operatorname{Re}(\dot{R}_m^R)} \right\};$$

$$\varphi_m^L = \arctg \left\{ \frac{\operatorname{Im}(\dot{R}_m^L)}{\operatorname{Re}(\dot{R}_m^L)} \right\}. \quad (8)$$

Нормируя уравнение (3) по $\dot{E}_0^R$, несложно получить компоненты дифракционного множителя для поля круговой поляризации зондирующих сигналов:

$$\begin{cases} \dot{\Phi}_\Sigma^R = \dot{E}_\Sigma^R / \dot{E}_0^R = 1 + \sum_{i=1}^m \frac{\dot{E}_{\text{отр}}^R}{\dot{E}_0^R} = 1 + \sum_{i=1}^m |\dot{R}_m^R| \frac{r_0}{r_m} F_2^V(\theta_m, \varphi_m) e^{-j(k\Delta r_m - \varphi_m^R)}, \\ \dot{\Phi}_\Sigma^L = \dot{E}_\Sigma^L / \dot{E}_0^R = \sum_{i=1}^m |\dot{R}_m^L| \frac{r_0}{r_m} F_2^H(\theta_m, \varphi_m) e^{-j(k\Delta r_m - \varphi_m^L)}. \end{cases} \quad (9)$$

На рис. 3 представлен принцип работы транспондера.

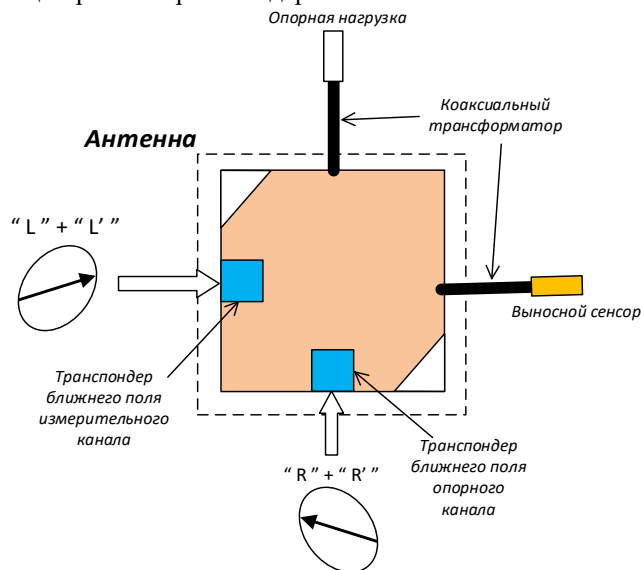


Рис. 3. Принцип работы транспондера

Опорный канал принимает сумму полей прямой (R) и побочной (R') правой поляризации. Измерительный канал принимает сумму полей прямой (L) и побочной (L') левой поляризации. В нормальных условиях проводится калибровка системы WISP, частотная характеристика опорной нагрузки антенны не изменяется от влияния физических параметров локальной среды, в отличие от выносного сенсора. Это позволяет компенсировать интерференционную нелинейность среды распространения для обоих каналов.

Следовательно, полное поле в точке приема характеризуется наличием эллиптически поляризованных компонент. При наличии в антенно-фидерных трактах считывателя и метки поляризационных дуплексеров (разделителей) можно производить поляризационную обработку сигналов с целью повышения помехоустойчивости пассивных RFID систем.

Заключение

Рассмотрен способ повышения помехоустойчивости пассивной сенсорной RFID-системы за счёт применения поляризационной обработки сигналов и дифференциального метода измерения. Проведён анализ особенностей функционирования беспроводных идентификационно-сенсорных платформ УВЧ-диапазона, а также факторов, ограничивающих стабильность их работы в условиях многолучевого распространения радиоволн и наличия отражающих поверхностей. Показано, что использование линейно-поляризованного сигнала считывателя совместно с антенной транспондера, имеющей симметричные каналы с круговой поляризацией, позволяет уменьшить влияние поляризационных потерь и повысить устойчивость системы к интерференционным искажениям. Применение дифференциальной схемы измерения с опорным и измерительным каналами обеспечивает компенсацию влияния среды распространения и повышает точность определения контролируемых физических параметров. Рассмотрена математическая модель распространения электромагнитных волн с учётом отражений и поляризационных преобразований сигнала. Полученные выражения для полного поля и дифракционного множителя позволяют оценить влияние отражённых компонент на работу RFID-системы и обосновать эффективность предложенного подхода.

Таким образом, применение поляризационной обработки сигналов в сочетании с дифференциальным методом измерения является перспективным направлением повышения помехоустойчивости пассивных RFID-сенсорных платформ, предназначенных для эксплуатации в сложных условиях распространения радиоволн. Предложенный подход может быть использован при разработке энергоэффективных систем дистанционного мониторинга физических параметров окружающей среды.

Список использованных источников

1. Measurement Based Evaluation of the Wireless Identification and Sensing Platform / Ramos B. E. // Technische Universität Wien, 2015. – P. 3-5.
2. Беспроводной мониторинг состояния окружающей среды с использованием технологии RFID и резонансных свойств обратного рассеяния пассивных радиочастотных идентификаторов УВЧ диапазона / Кирильчук В. Б. [и др.] // Информационные радиосистемы и радиотехнологии, 2022 – с. 69-71.
3. Wireless Identification and Sensing Platform Version 6.0 / Smith J. [et al.] // SenSys '22, 2022. – P. 899-900.
4. Электромагнитный сенсорный RFID транспондер с пространственным разнесением зон измерения и приема-передачи данных / Побудей Ю. Р. [и др.] // Информационные радиосистемы и радиотехнологии 2024 – с. 101-103.
5. Электромагнитный сенсорный RFID транспондер с дифференциальной схемой измерения физических параметров среды / Мартыненко И. Д. [и др.] // Информационные радиосистемы и радиотехнологии, 2024 – с. 104-106.
6. Разработка методов построения электронных средств дистанционного сбора, обработки, хранения и передачи информации на основе пассивных и полупассивных сенсорных элементов, и устройств радиочастотной идентификации УВЧ диапазона / Кирильчук В. Б. [и др.] // ГБЦ № 21-3160, 2025 – с. 32-35.

УДК 621.396.4:623.746.4-519

АНАЛИЗ РАДИОЛИНИЙ СВЯЗИ С БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ

Р.А. РАЦ

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: russelraz@gmail.com

Аннотация: В статье рассматриваются ключевые аспекты построения радиолиний связи с беспилотными летательными аппаратами. Проведен анализ распространения радиоволн УКВ-диапазона, классификации трасс, выбора частотного диапазона и типов модуляции. Особое внимание уделено энергетическому расчету линии, а также компромиссу между помехоустойчивостью и спектральной эффективностью.

Abstract: This article examines key aspects of constructing radio communication links for unmanned aerial vehicles. It analysis VHF radio wave propagation, classifies paths, selects frequency ranges and modulation types. Particular attention is paid to link energy calculations and tradeoff between noise immunity and spectral efficiency.

Введение

Интенсивное развитие беспилотной авиации требует пересмотра классических подходов к проектированию каналов связи. В отличие от стационарных радиорелейных линий, канал связи с беспилотными летательными аппаратами (БПЛА) характеризуется непрерывным изменением геометрии трассы, жесткими массогабаритными ограничениями бортового оборудования и необходимостью передачи критически важной телеметрии в режиме реального времени [1].

Особенности распространения и геометрия трассы

Радиолинии БПЛА работают преимущественно в диапазоне ультракоротких волн (УКВ, $f > 30$ МГц), где основным механизмом распространения является прямая видимость [2]. Основной способ распространения УКВ — это распространение волн в пределах прямой видимости как показано на рис. 1.

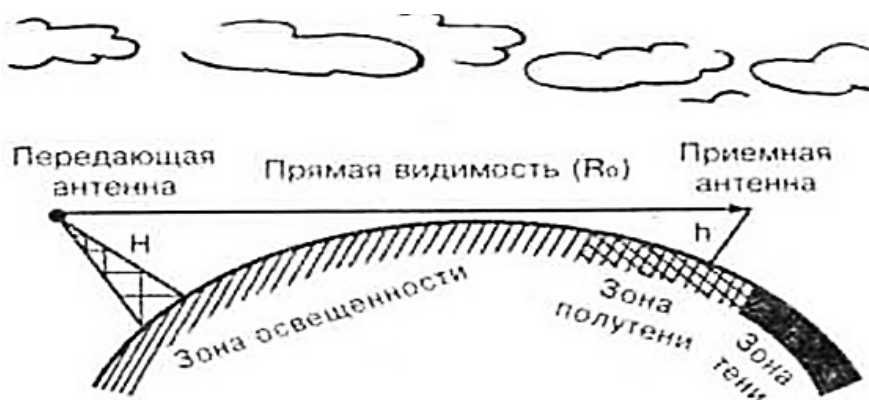


Рис.1. Прямая видимость между приёмной и передающей антеннами.

Предельная дальность действия определяется высотами подъема антенн носителя и наземного комплекса управления (НКУ). Без учета атмосферной рефракции расстояние прямой видимости описывается классической формулой (1):

$$r_0 = \sqrt{2a}(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) = 3,57(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}), \quad (1)$$

С учетом стандартной тропосферной рефракции эквивалентный радиус Земли увеличивается, и формула принимает вид (2):

$$r_0 = 4,12(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}),_{\text{км}} \quad (2)$$

Трассу принято делить на три характерные зоны: освещенности, полутени ($0,8r_0 \leq r \leq 1,2r_0$) и тени [1, с. 145]. Качество связи напрямую связано с просветом трассы H_0 — кратчайшим расстоянием между линией «передатчик-приемник» и профилем трассы. Трасса считается открытой, если просвет H_0 больше или равен радиусу минимальной зоны Френеля [3]. В противном случае трасса классифицируется как полукрытая или закрытая на рис.2, что сопровождается глубокими замираниями сигнала из-за дифракции на препятствиях и требует закладывания энергетического запаса на замирания.

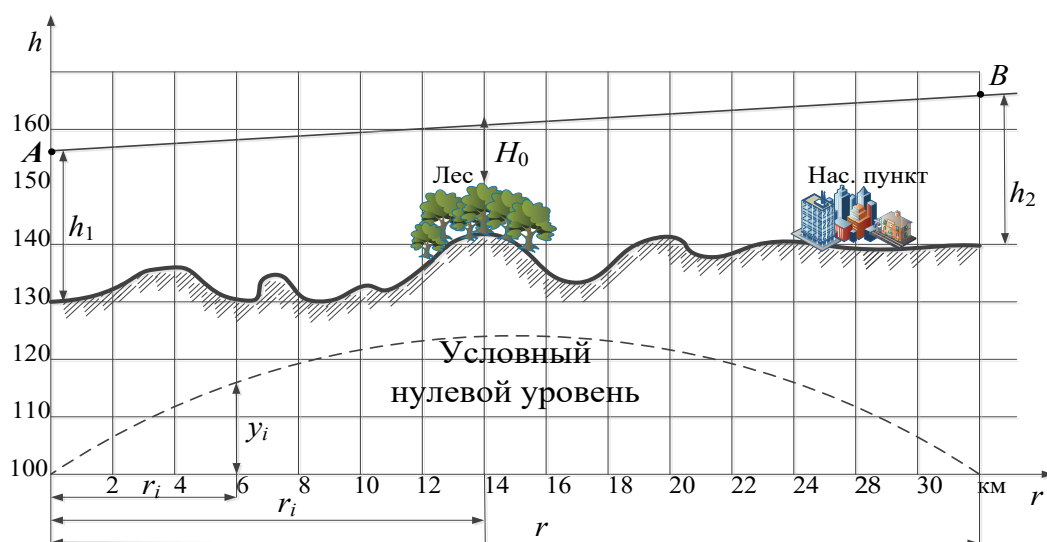


Рис. 2. Профиль трассы с учетом рефракции

Выбор частотного диапазона и дальность связи

Выбор несущей частоты — это компромисс между размерами антенных систем и условиями распространения. Малые БПЛА (до 5 кг) тяготеют к диапазону СВЧ (например, 2,4 ГГц), поскольку размеры антенн позволяют встраивать их заподлицо в крыло без ущерба аэродинамике. Для средних и больших БПЛА актуально комплексирование каналов с адаптивным распределением трафика.

Диапазоны выше 5 ГГц привлекательны широкими полосами для передачи потокового видео и данных в реальном времени, однако они имеют существенные ограничения: высокое затухание в гидрометеорах, строгое требование прямой видимости и негативное влияние многолучевого распространения [3]. На таких частотах цифровые системы должны обладать механизмами эквализации и разнесенного приема [4].

В условиях прямой связи БПЛА–НКУ достижима дальность до 100 км. При необходимости работы за пределами прямой видимости используется спутниковый канал, однако из-за высоких задержек интервал передачи данных увеличивается до 30–300 секунд. Высота подъема антенны НКУ (обычно не более 10 м) слабо влияет на абсолютную дальность, так как основной вклад дает высота полета БПЛА [2]. Вместе с тем этот параметр принципиально важен для снижения коэффициента отражения от подстилающей поверхности и борьбы с многолучевостью (рис. 3).

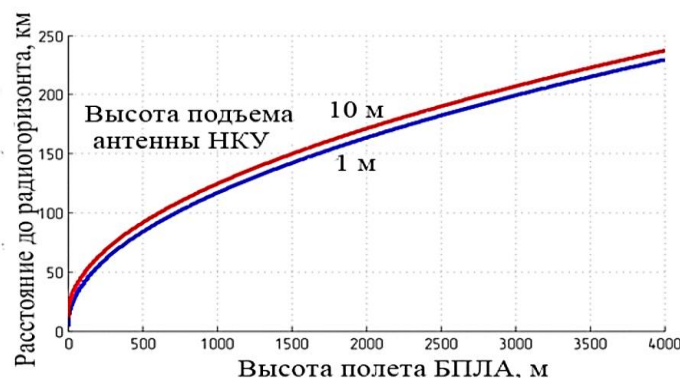


Рис. 3. Максимальная дальность связи в зависимости от высоты подъема антенн БПЛА и НКУ

К системам связи БПЛА среднего и большого класса предъявляются более жесткие требования по дальности работы, помехозащищенности и вероятности битовой ошибки. В этом случае является возможным и оптимальным комплексирование нескольких каналов связи, работающих в разных частотных диапазонах как представлено на рис.4.

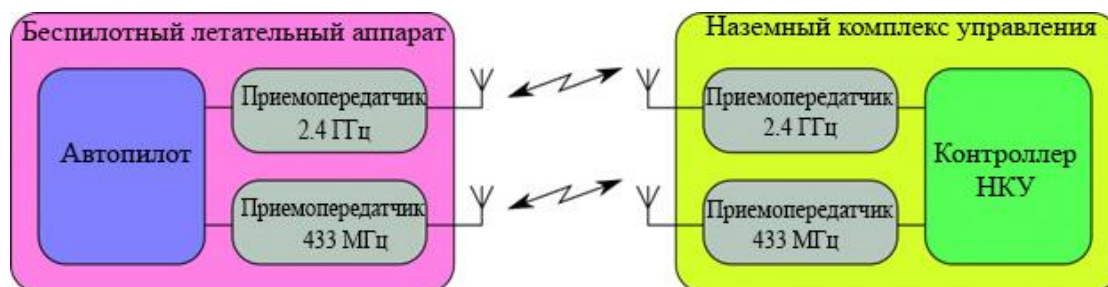


Рис.4. Пример комплексирования радиоканалов связи

В зависимости от рабочей дальности полетов БПЛА, в качестве антенны НКУ используются либо антенны с большим коэффициентом направленного действия (КНД), либо слабонаправленные антенны. Для антенн с большим КНД необходимо использование опорно-поворотного устройства и системы слежения за БПЛА, так как ширина основного лепестка диаграммы направленности (ДН) таких антенн, как правило, менее 10° . Так как к наземному оборудованию не предъявляются жестких требований по массо-габаритным характеристикам, использование в качестве антенны НКУ сканирующей цифровой антенной решетки (АР) не всегда оправдано ввиду ее большой стоимости, за исключением случаев использования АР для одновременного слежения за несколькими БПЛА.

Энергетический расчет и выбор типа модуляции

Ключевым этапом анализа является расчет энергетического баланса линии. Потери в свободном пространстве определяются выражением (3):

$$L = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi D}{\lambda} \right), \quad (3)$$

где L – потери на распространение в свободном пространстве, дБ; D – расстояние между приемником и передатчиком, м; λ – длина волны, м.

Для определения мощности теплового шума на входе приемника применяется формула (4):

$$N = kTB \quad (4)$$

где N – мощность шума, Вт; k – постоянная Больцмана ($1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К); T – температура, К; B – ширина полосы пропускания, Гц.

Для диапазона 2,4 ГГц на дистанции 30 км потери составляют порядка 130 дБ [5]. Это предъявляет жесткие требования к чувствительности приемного тракта. Мощность теплового шума на входе приемника при ширине полосы $B = 22$ МГц и шумовой температуре $T = 320$ К составляет $N = -100$ дБм.

Типовые требования к каналу связи БПЛА включают скорость передачи 115200 бит/с при значениях вероятности битовой ошибки $PBER = 10^{-8}$ отношение $E_b/N_0 = 12$ дБ, для $PBER = 10^{-3}$ отношение $E_b/N_0 = 7$ дБ, при отношении $R/BT = 0,5$ получим следующие ОСШ на входе приемника: 9 дБ и 4 дБ соответственно. Мощность сигнала на входе приемника должна быть не ниже уровня мощности шума на данные величины.

С точки зрения помехоустойчивости и максимальной дальности связи наибольшую эффективность обеспечивают двоичная (BPSK) и квадратурная (QPSK) фазовая. QPSK предпочтительнее, так как при равной с BPSK вероятности ошибки на бит она занимает вдвое меньшую полосу частот, то есть обладает вдвое большей спектральной эффективностью [6].

Использование квадратурной амплитудной модуляции (QAM) высокой размерности позволяет дополнительно выиграть в спектральной эффективности, однако это требует существенно большего отношения сигнал/шум. С ростом позиционности модуляции пороговый SNR растет, что при фиксированной мощности передатчика ведет к сокращению дальности связи [6]. Следовательно, в каналах с ограниченным энергетическим бюджетом целесообразно применять BPSK/QPSK, тогда как в условиях высокой мощности и дефицита частотного ресурса оправдан переход к QAM-64 и выше (рис. 5).

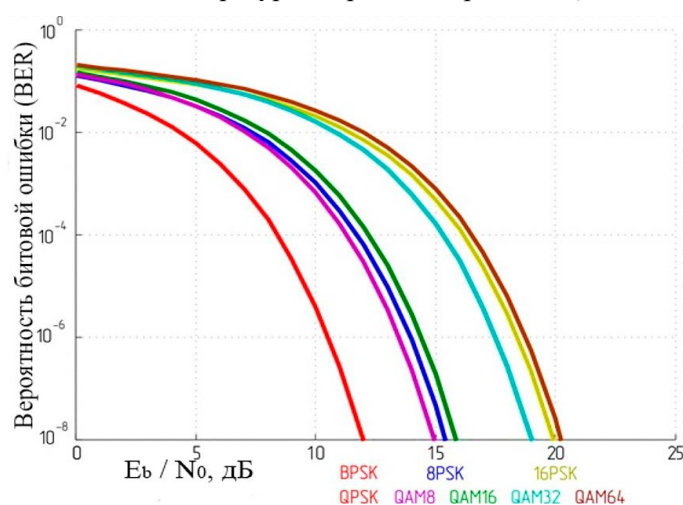


Рис. 5. Вероятности битовой ошибки для различных видов модуляции

Заключение

Таким образом, эффективная радиолиния БПЛА строится на компромиссе между энергетической эффективностью, помехозащищенностью, массогабаритными ограничениями и требуемой дальностью. Теоретический анализ подтверждает, что для обеспечения связи на предельных дистанциях с высокой надежностью необходим системный подход: учет рефракции и зон Френеля при расчете трасс, рациональный выбор частотного диапазона под класс БПЛА, применение направленных антенн с автоматическим сопровождением и адаптивный выбор типа модуляции в зависимости от текущего отношения сигнал/шум.

Список использованных источников

1. Austin R. Unmanned Aircraft Systems: UAVS Design, Development and Deployment. — Chichester: John Wiley & Sons, 2010. — 368 p.
2. Долуханов М. П. Распространение радиоволн. — М.: Связь, 1972. — 336 с.
3. Recommendation ITU-R P.530-18. Propagation data and prediction methods required for the design of terrestrial line-of-sight systems. — Geneva: International Telecommunication Union, 2021.
4. Sklar B. Digital Communications: Fundamentals and Applications. — 2nd ed. — Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001. — 1079 p.
5. Recommendation ITU-R P.525-4. Calculation of free-space attenuation. — Geneva: International Telecommunication Union, 2019.
6. Склар Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. — 2-е изд. — М.: Вильямс, 2003. — 1104 с.

УДК 621.396.62

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОГО РАДИОПРИЕМНИКА

С.Р. РОМАНЕНКО

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: vizelpetr@gmail.com

Аннотация. В настоящее время развитие радиотехнических систем требует высокой гибкости, адаптивности и универсальности приёмных устройств. Традиционные аналоговые радиоприёмники с фиксированной структурой ограничены в возможностях быстрого изменения характеристик и поддержки различных стандартов связи. В связи с этим особую актуальность приобретают программно-конфигурируемые радиосистемы (SDR), в которых основные функции обработки сигналов реализуются программными средствами. Целью данной работы является разработка удалённой системы управления программно-конфигурируемым радиоприёмником, обеспечивающей гибкую настройку параметров приёма, цифровую обработку сигналов и дистанционный мониторинг состояния устройства.

Abstract. Currently, the development of radio engineering systems requires high flexibility, adaptability and versatility of receiving devices. Traditional analog radios with a fixed structure are limited in the ability to quickly change characteristics and support various communication standards. In this regard, software-configurable radio systems (SDR) are becoming particularly relevant, in which the main signal processing functions are implemented by software. The purpose of this work is to develop a remote control system for a software-configurable radio receiver that provides flexible configuration of reception parameters, digital signal processing and remote monitoring of the device status.

Введение

В современных условиях развития радиотехники наблюдается устойчивая тенденция к переходу от аппаратно-ориентированных решений к программно-конфигурируемым системам. Традиционные радиоприёмные устройства, обладающие жёстко заданной структурой, не в полной мере отвечают возросшим требованиям по адаптивности, универсальности и скорости смены режимов работы. Альтернативой выступает концепция программно-конфигурируемого радио (SDR), в которой функции фильтрации, демодуляции и анализа спектра переносятся в цифровую область, что обеспечивает гибкость и возможность модернизации без изменения аппаратной части. В данном дипломном проекте решается задача проектирования системы управления программно-конфигурируемого радиоприёмника, обеспечивающей централизованное управление всеми регулируемыми каскадами, цифровую обработку сигналов и беспроводное взаимодействие с внешней вычислительной системой.

Выбор архитектуры приемника

При проектировании программно-конфигурируемого радиоприёмника с удалённой системой управления был выполнен анализ основных архитектур SDR-приёмников: супергетеродинной, Low-IF, Zero-IF и распределённой архитектуры. Основными критериями выбора являлись чувствительность, избирательность, устойчивость к помехам, требования к аналого-цифровому преобразованию, вычислительная сложность и возможность программной реконфигурации.

Архитектуры Zero-IF и Low-IF позволяют существенно упростить аналоговый тракт и перенести большую часть обработки сигналов в цифровую область. Однако для них характерны проблемы, связанные с постоянной составляющей, низкочастотным шумом, а также амплитудно-фазовой несимметрией квадратурных каналов, что требует применения дополнительных алгоритмов цифровой компенсации.

Распределённые SDR-архитектуры на базе FPGA и высокопроизводительных вычислительных платформ обеспечивают максимальную гибкость и производительность, однако сопровождаются увеличением аппаратной сложности, энергопотребления и стоимости системы. Для разрабатываемого устройства такой подход является избыточным.

С учетом технических требований проекта в качестве базовой архитектуры выбрана супергетеродинная схема с последующей цифровой обработкой сигнала. Данный подход обеспечивает перенос принимаемого сигнала на промежуточную частоту, где выполняются фильтрация и усиление, что позволяет повысить избирательность и динамический диапазон приемника. Дополнительным преимуществом является снижение требований к быстродействию аналого-цифрового преобразователя за счет предварительного преобразования частоты. Разработанная схема устройства представлена на рисунке 1.

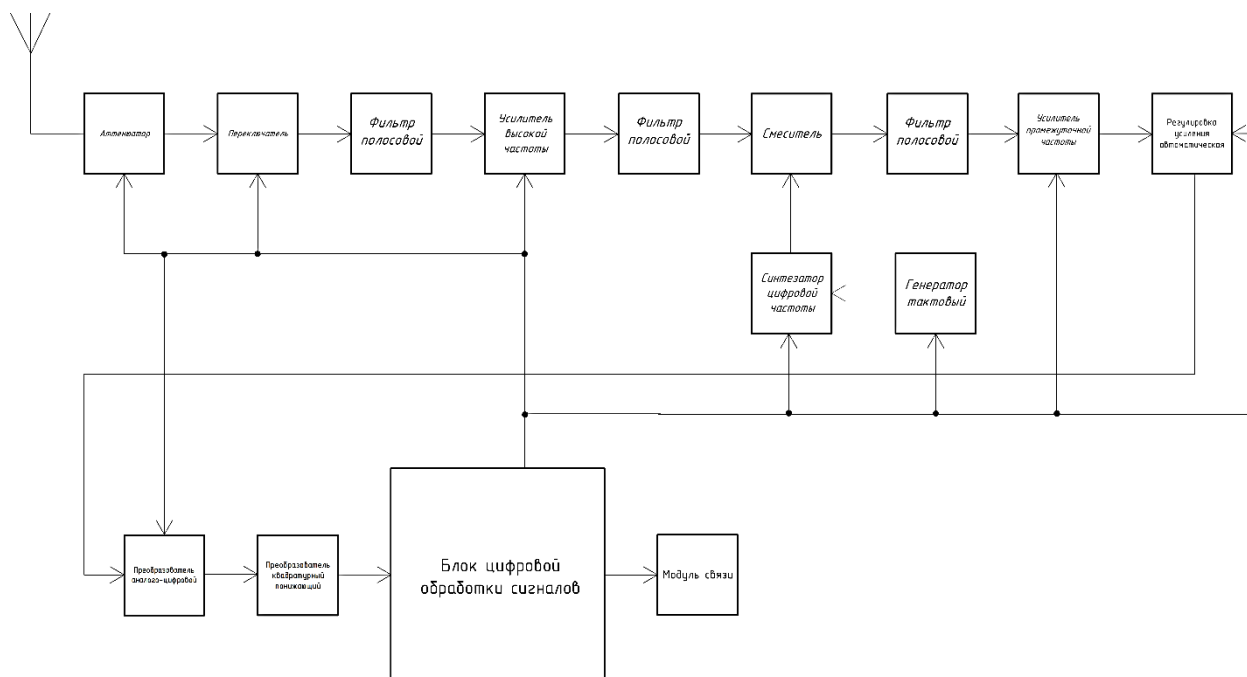


Рис. 1. Структурная схема разрабатываемого приемника

Разработка удаленной системы управления

Одной из ключевых задач при создании современных программно-конфигурируемых радиоприемников является обеспечение возможности дистанционного управления параметрами приемного тракта. Использование удаленной системы управления позволяет выполнять настройку и контроль работы устройства без непосредственного доступа к аппаратной части, что особенно актуально для распределенных телекоммуникационных комплексов, исследовательских лабораторий и систем радиомониторинга.

В рамках данной работы разработана удаленная система управления программно-конфигурируемым радиоприемником, обеспечивающая передачу управляющих команд по беспроводному каналу связи и программную реконфигурацию основных параметров приемного устройства. Разработка системы управления выполнялась с учетом концепции SDR, предполагающей перенос значительной части функциональности из аппаратной области в программную.

Функциональная структура системы включает радиоприемный тракт, блок цифровой обработки сигналов, микроконтроллер управления, модуль беспроводной связи Wi-Fi и пользовательский интерфейс. Центральным элементом системы является микроконтроллер, который осуществляет прием команд от удаленного пользователя, их обработку и последующую передачу в соответствующие узлы радиоприемника. Такой подход позволяет реализовать гибкую настройку параметров устройства без необходимости изменения аппаратной конфигурации.

Передача управляющих данных организована посредством беспроводного интерфейса Wi-Fi. Использование данного стандарта обеспечивает достаточную дальность связи, высокую скорость обмена данными и возможность интеграции приемника в существующую сетевую инфраструктуру. Управляющие команды передаются в виде цифровых пакетов, содержащих информацию о требуемых режимах работы

устройства и значения настраиваемых параметров. После получения пакета микроконтроллер выполняет его декодирование и формирует соответствующие управляющие воздействия на элементы радиотракта.

Разработанная система обеспечивает удаленное управление частотой настройки приемника, параметрами автоматической регулировки усиления, режимами цифровой обработки сигналов и алгоритмами демодуляции. Дополнительно реализована возможность контроля состояния устройства и получения диагностической информации, что позволяет осуществлять мониторинг работоспособности приемника в режиме реального времени. Такой подход существенно упрощает эксплуатацию оборудования и повышает эффективность его использования в условиях изменяющейся радиочастотной обстановки.

Важной особенностью разработанной системы является модульный принцип построения программного обеспечения. Программная архитектура разделена на независимые функциональные блоки, отвечающие за сетевое взаимодействие, обработку управляющих команд, конфигурирование радиотракта и обмен данными с цифровыми узлами обработки сигналов. Модульный подход обеспечивает возможность дальнейшего расширения функциональности системы и упрощает модернизацию программного обеспечения при появлении новых требований.

Для повышения надежности функционирования предусмотрены механизмы проверки корректности принимаемых команд и обработки возможных ошибок передачи данных. В случае получения некорректных параметров система предотвращает их применение к аппаратным узлам приемника и формирует уведомление о возникшей ошибке. Это позволяет исключить переход устройства в нештатные режимы работы и повысить устойчивость системы управления.

Применение удаленного управления обеспечивает ряд существенных преимуществ по сравнению с традиционными методами настройки радиоприемной аппаратуры. Во-первых, сокращается время конфигурирования системы и упрощается изменение рабочих параметров. Во-вторых, появляется возможность централизованного управления несколькими приемными устройствами, расположенными на значительном расстоянии друг от друга. В-третьих, программная реализация управляющих функций позволяет оперативно адаптировать систему к новым стандартам связи и алгоритмам обработки сигналов без модификации аппаратной части. Функциональная схема разработанного приемника с удаленной системой управления представлена на рисунке 2.

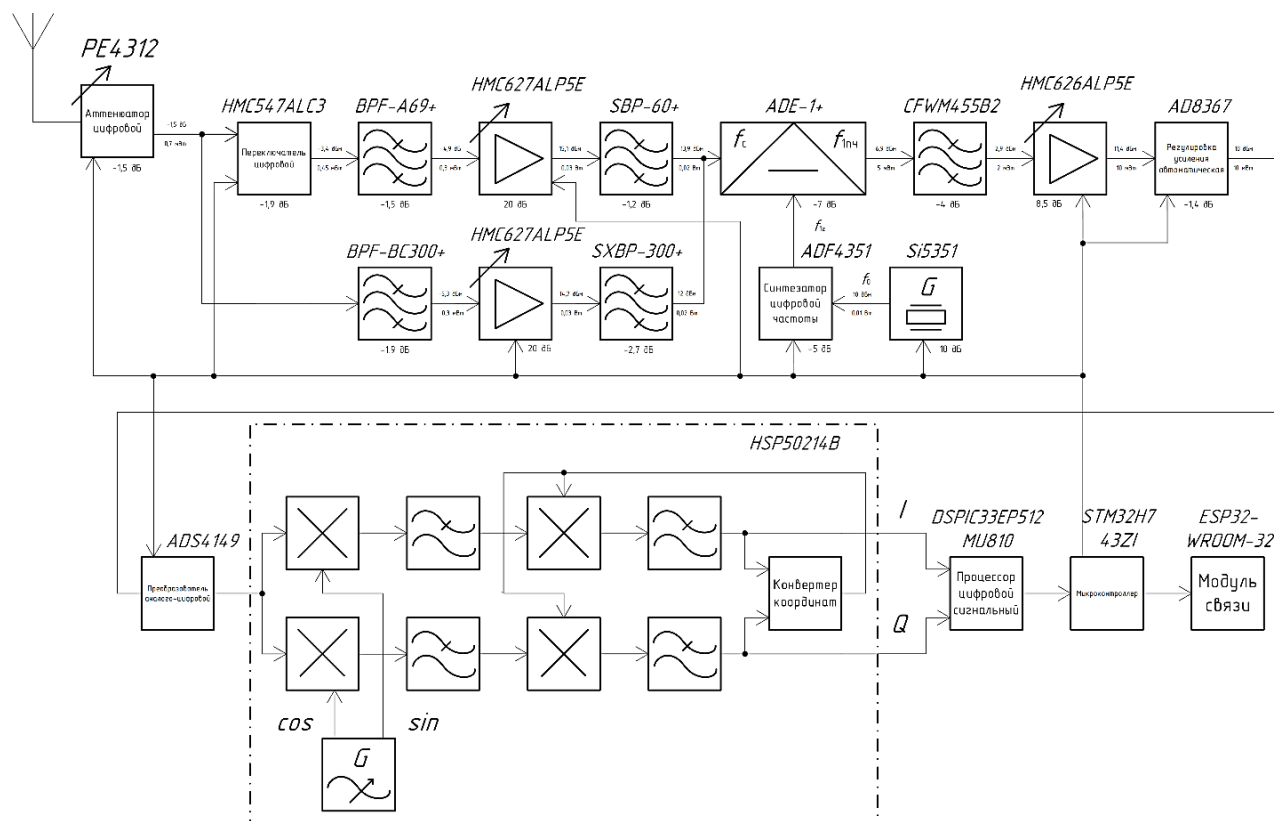


Рис.2 Схема разработанного приемника с интегрированной системой управления

Таким образом, разработанная удаленная система управления обеспечивает эффективную программную реконфигурацию радиоприемника, расширяет функциональные возможности SDR-платформы и создает основу для дальнейшего развития интеллектуальных методов управления радиотехническими системами. Реализованный подход соответствует современным тенденциям построения программно-конфигурируемых средств радиосвязи и позволяет повысить гибкость, масштабируемость и удобство эксплуатации приемного оборудования.

Заключение

В работе рассмотрены особенности построения программно-конфигурируемых радиоприемников и проведен анализ современных архитектур SDR-систем. На основании сравнительного анализа супергетеродинной, Low-IF и Zero-IF архитектур для разрабатываемого устройства была выбрана супергетеродинная схема с последующей цифровой обработкой сигнала, обеспечивающая высокую избирательность, устойчивость к помехам и эффективное использование вычислительных ресурсов. Разработана удаленная система управления программно-конфигурируемым радиоприемником, реализующая передачу управляющих команд по беспроводному каналу связи Wi-Fi. Предложенная структура обеспечивает дистанционную настройку параметров приемного тракта, управление режимами цифровой обработки сигналов и мониторинг состояния устройства в режиме реального времени. Использование программной реконфигурации позволяет изменять функциональные возможности приемника без модификации его аппаратной части.

Полученные результаты подтверждают эффективность применения удаленного управления в составе SDR-систем и демонстрируют возможность создания гибких радиотехнических комплексов, адаптируемых к изменяющимся условиям эксплуатации. Разработанный подход может быть использован при создании перспективных средств радиомониторинга, телекоммуникационных систем и исследовательских программно-конфигурируемых радиоплатформ.

Список использованных источников

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – 2-е изд. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2007. – 1104 с., ил.
2. Haykin S. Communication Systems / Simon Haykin. – 5th ed. – New York : John Wiley & Sons, 2009. – 912 p.
3. Прохис Дж. Цифровая обработка сигналов / Дж. Прохис, Д. Манолакис. – СПб. : БХВ-Петербург, 2007. – 1024 с.
4. Уткин Л. В. Радиоприемные устройства : учебное пособие / Л. В. Уткин. – СПб. : Лань, 2018. – 368 с..

УДК 621.396.218+004.8

6G: ПЕРВЫЕ КОНЦЕПЦИИ — THz-ДИАПАЗОНЫ И ИСКУССТВЕННЫЙ ИНТЕЛЛЕКТ В РАДИОКАНАЛЕ

Я.Ю. СЕРЖАНТОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: wolkqwertyu@mail.ru

Аннотация. Пятое поколение сотовой связи (5G) уже активно внедряется, открывая возможности для массового интернета вещей (IoT) и автономных систем. Однако ряд приложений будущего, таких как голографическая связь, тактильный интернет и иммерсивная дополненная реальность, потребуют скорости передачи данных в несколько терабит в секунду (до 1 Тбит/с) при микросекундных задержках (0,1–1 мс) с плотностью подключения до 10^3 устройств на км². Согласно видению Международного союза электросвязи (ITU-R), 6G, официально именуемая IMT-2030 («International Mobile Telecommunications for 2030 and beyond»), станет ответом на эти вызовы.

Abstract. Fifth-generation cellular communications (5G) are already being actively deployed, opening up opportunities for the mass internet of things (IoT) and autonomous systems. However, a number of future applications, such as holographic communications, the tactile internet, and immersive augmented reality, will require data rates of several terabits per second (up to 1 Tbps) with microsecond latencies (0.1–1 ms) and a connection density of up to 10^3 devices per km². According to the vision of the International Telecommunication Union (ITU-R), 6G, officially known as IMT-2030 ("International Mobile Telecommunications for 2030 and Beyond"), will be the answer to these challenges.

Введение

Переход к 6G — это не просто эволюционное улучшение, а смена парадигмы. В отличие от 5G, где связь была «скоростной», 6G будет «интеллектуальной». Для этого в основу концепции заложены три ключевых столпа. Терагерцовый (THz) диапазон — источник колоссальной пропускной способности, реконфигурируемые интеллектуальные поверхности (RIS) — инструмент формирования радиосреды и нативный искусственный интеллект (Native-AI) — «мозг» сети.

Преимущества THz-диапазона

Несмотря на техническую сложность реализации, использование THz-частот открывает перед будущими коммуникационными системами ряд уникальных возможностей:

Непревзойденная пропускная способность: Главное преимущество THz-диапазона — наличие доступной непрерывной полосы пропускания, измеряемой десятками и сотнями гигагерц. Это в сотни раз превышает ресурсы, доступные для сетей 5G, и позволяет достигать пиковых скоростей передачи данных на уровне 100 Гбит/с и выше — характеристики, недостижимой для традиционных частот. Современные экспериментальные демонстрации уже показывают скорости до 240 Гбит/с и выше.

Ультранизкая задержка и высокая надежность: Использование широких полос позволяет передавать информацию сверхкороткими импульсами, что сокращает время распространения сигнала и пакетной обработки данных. Это критически важно для удаленных хирургических вмешательств, управления беспилотными системами в реальном времени и тактильного интернета, где допустимые задержки составляют доли миллисекунды.

Одновременная связь и зондирование: Короткая длина волны THz-излучения (менее 1 мм) позволяет создавать компактные, но при этом высокоточные антенные решетки. Это открывает возможность реализации концепции Интегрированных Измерений и Связи — когда один и тот же сигнал используется не только для передачи данных, но и для высокоточного радиолокационного зондирования окружающего пространства с миллиметровым разрешением, построения 3D-моделей и бесконтактной биомедицинской диагностики. Именно эта синергия кардинально расширяет функциональность будущих сетей 6G.

Повышенная безопасность и скрытность: Благодаря высокой направленности и стремительному затуханию в атмосфере (ослабление до 20 дБ/км на некоторых частотах), THz-связь обладает повышенной

устойчивостью к перехвату. Сигнал практически не проникает за пределы прямой видимости, что усложняет его несанкционированное обнаружение и подслушивание.

Безопасность для живых организмов: Энергия фотона в THz-диапазоне в тысячи раз меньше энергии рентгеновского излучения и не способна вызывать ионизацию атомов. Это делает THz-волны абсолютно безопасными для людей и живых клеток, что открывает широкие перспективы для их использования в медицинской диагностике и сканировании.

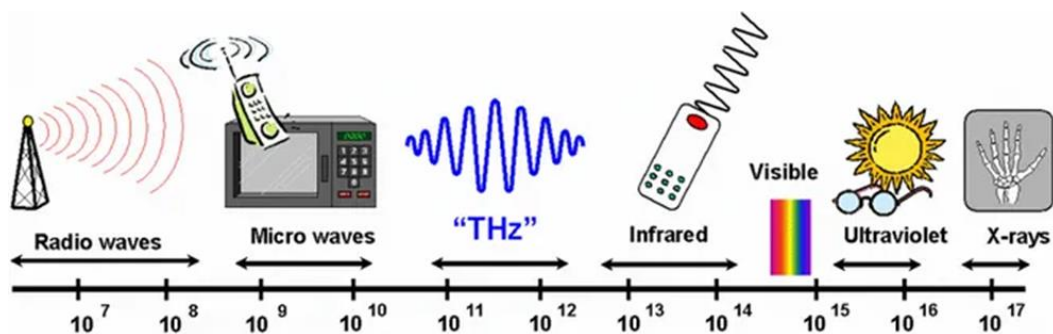


Рис. 1. Диапазон частот

Физические основы и проблемы распространения сигнала

Именно физические ограничения распространения THz-волн являются основной причиной, по которой внедрение этой технологии сопряжено с такими сложностями:

Колоссальные потери в свободном пространстве: Согласно формуле Фрииса, потери при распространении радиоволн пропорциональны квадрату частоты. При увеличении несущей с 3 ГГц (типичный диапазон 4G) до 300 ГГц (нижняя граница THz-диапазона) потери в вакууме возрастают в 10 000 раз (на 40 дБ). Это ключевое ограничение, которое невозможно преодолеть простым повышением мощности передатчика.

Молекулярное поглощение и эффект "окон прозрачности": В отличие от вакуума, земная атмосфера содержит пары воды и молекулы кислорода, которые интенсивно поглощают THz-излучение на определенных резонансных частотах. Наиболее сильное поглощение наблюдается вблизи частот 0,18 ТГц, 0,57 ТГц и 0,75 ТГц, где потери могут достигать десятков децибел на километр. Оставшиеся прозрачные "окна" условно пригодны для связи, но даже в них максимальная дальность передачи редко превышает 100–200 метров.

Крайняя чувствительность к препятствиям и направленности: THz-излучение практически не огибает препятствия из-за крайне малой длины волны. Любое физическое тело (человек, стена, дерево) полностью блокирует сигнал. Это означает, что для устойчивой связи требуется строгая прямая видимость между передатчиком и приемником.

Следствием высокой направленности является жесткое требование к точности наведения узких лучей. Отклонение антенны или угла поворота абонентского устройства на доли градуса приводит к практически полному пропаданию соединения (потери до 50 дБ при погрешности менее 1°). Для поддержания связи в динамической среде (движение человека или автотранспорта) необходимы молниеносные алгоритмы отслеживания, предсказания положения абонента и переконфигурации антенной решетки.

Аппаратные ограничения: от физики до инженерии

Если даже проблемы распространения сигнала теоретически могут быть компенсированы высокой направленностью и малой дальностью связи, то следующее препятствие носит фундаментальный характер — неготовность существующей электронной компонентной базы:

Проблема генерации достаточной мощности: Традиционные кремниевые CMOS-транзисторы на частотах выше 100 ГГц практически перестают работать как усилители мощности из-за паразитных емкостей и эффектов конечного времени пролета носителей. Компондные полупроводники (арсенид галлия, нитрид галлия) на частотах THz имеют выходную мощность в единицы-десятки милливатт, что на 2–3 порядка ниже, чем на частотах 5G. Этой мощности хватает лишь на несколько десятков метров связи даже при самых совершенных антеннах.

Собственные шумы и нелинейности (Hardware Impairments): Фазовый шум генераторов на THz частотах настолько высок, что делает невозможным использование высокоуровневых типов модуляции (например, 64QAM и выше). Мощные усилители вносят сильные нелинейные искажения, а аналого-цифровые

преобразователи (АЦП) с GHz-полосой характеризуются высоким уровнем квантования. Совокупность этих искажений создает "потолок пропускной способности", который невозможно преодолеть простым увеличением мощности или ширины спектра.

Проблема интеграции и тепловыделения: Ультравысокая частота требует микронной точности изготовления фидерных линий и антенн. Нарушение топологии связей ведет к рассогласованию и отражению мощности. Кроме того, при столь высоких частотах резко возрастают потери в диэлектриках печатных плат и проводниках. Для решения этой проблемы требуются дорогостоящие керамические подложки и методы 3D-гетерогенной интеграции (InP/GaAs + CMOS).

Современные исследования и пути преодоления барьеров

Активные исследования (2025–2026 гг.) ведутся по нескольким направлениям, демонстрируя значительный прогресс в области материаловедения, системной архитектуры и алгоритмического обеспечения.

Метаматериалы и фотонные методы: Группа ученых из Сингапура, Франции и США создала компактную кремниевую THz-антенну на основе топологической фотоники. Эта пассивная антенна обеспечивает угол обзора, покрывающий 75% окружающего пространства, что в десятки раз превышает показатели обычных THz-аналогов. При этом устройство полностью пассивно и не требует сложных систем механического наведения.

Инновационные полупроводниковые решения: В журнале Nature Communications (2026) представлен разработки суб-терагерцовых приемников на основе графена. Эти устройства отличаются рекордной компактностью и энергоэффективностью, предлагая прямой метод детектирования без громоздких гетеродинных схем, что может обеспечить скорость передачи данных в несколько гигабит в секунду в микросхемных и чип-чиповых соединениях.

Применение технологий искусственного интеллекта: Исследования 2025–2026 гг. все чаще обращаются к использованию глубокого обучения для борьбы с ранее упомянутыми проблемами. ИИ применяется для: высокоточного моделирования затуханий в сложной атмосфере, прогнозирования положения абонента в реальном времени для удержания луча ("beam management и tracking") и быстрой компенсации искажений, вносимых неидеальными аналоговыми трактами. Этот подход, известный как принцип «ИИ-нативного управления THz», рассматривается как безальтернативный для реализации промышленных стандартов 6G после 2030 года.

Реконфигурируемые интеллектуальные поверхности (RIS) — инструмент формирования радиосреды.

В течение десятилетий развитие беспроводных технологий от первого до пятого поколения базировалось на одном и том же принципе: среда распространения радиоволн воспринималась как неизменная и неуправляемая сущность, которую необходимо лишь компенсировать сложными схемами на передающей и приемной сторонах. Однако стремительный рост трафика данных и появление требований к ультранизким задержкам для тактильного интернета, дополненной реальности и удаленной хирургии сделали очевидным, что улучшения только на концах канала уже недостаточно.

В ответ на этот вызов на рубеже 2020-х годов сформировалась принципиально иная концепция. Она предлагает не адаптироваться к хаотичной радиосреде, а активно формировать ее, превращая пассивные препятствия (стены, потолки, фасады зданий) в элементы интеллектуальной сети. Ключевым инструментом реализации этой концепции стали реконфигурируемые интеллектуальные поверхности (RIS) — технология, которая с позиций 2025–2026 годов рассматривается как один из краеугольных камней для сетей шестого поколения (6G).

Определение и анатомия RIS реконфигурируемая интеллектуальная поверхность — это двумерная программируемая структура, состоящая из тысяч или миллионов микроскопических элементов, размер которых меньше длины волны рабочего сигнала. Ее часто называют «интеллектуальным зеркалом» или «умной стеной». Она способна динамически изменять свои электромагнитные свойства, чтобы управлять падающими на нее радиоволнами.

В основе RIS лежат две ключевые области знаний: метаповерхности (Metasurfaces) — фундаментальные строительные блоки RIS. Это тонкие двумерные массивы из специально спроектированных структурных элементов — метаатомов. Их геометрия и материал определяют способность взаимодействовать с электромагнитным полем на субволновом уровне.

Программируемое управление — мозг RIS. Сложные алгоритмы, часто на основе методов искусственного интеллекта, в реальном времени анализируют состояние радиоканала и рассылают команды тысячам метаатомов для изменения фазы, амплитуды или поляризации отраженного, преломленного или проходящего сквозь поверхность сигнала.

Принцип работы: от случайного отражения к программируемому волновому фронту

Работа RIS основана на манипулировании волновым фронтом. Классическая стена или потолок в офисе отражают радиосигнал хаотично, создавая помехи и "мертвые зоны". RIS же, зная расположение передатчика и приемника, задает каждому из своих отражающих элементов индивидуальный фазовый сдвиг. В результате возникает точно сформированное наведенное отражение: среда не просто пропускает сигнал, а активно направляет его по оптимальному пути, "заворачивая" за угол здания или фокусируя в зоне плохого приема. Благодаря пассивной природе большинства RIS они вносят минимальные искажения и шумы.

RIS: занимает промежуточное, но уникальное положение. Элементы RIS управляют отражением, но в массе своей не имеют активных радиочастотных усилителей. Энергопотребление RIS, как показали реальные прототипы 2025 года, составляет порядка 100 мВт — это в тысячи раз меньше, чем у аналогичной по размеру активной антенной решетки. При этом современные образцы RIS с двойной поляризацией на 2 бита уже демонстрируют эффективную работу в диапазоне 3,6 ГГц с возможностью отклонения луча до $\pm 60^\circ$. Таким образом, RIS обеспечивает низкую стоимость и низкое энергопотребление при интеллектуальном управлении.

Ключевые возможности и особенности применения RIS

Технология RIS не просто улучшает связь — она привносит в сеть новые функциональные возможности:

Преодоление "теней" и слепых зон: На высоких частотах (mmWave, THz) сигнал легко блокируется стенами или даже человеком. Разместив RIS на фасаде здания или внутри помещения, можно "обогнуть" препятствие и доставить сигнал туда, где прямая видимость отсутствует. В пятой главе будет показано, насколько это критично для THz-диапазона.

Виртуальное MIMO: RIS может динамически создавать "виртуальный луч" высокой направленности даже к одному пользователю, многократно увеличивая качество сигнала и пропускную способность.

Безопасность на физическом уровне: Управляя отражением, RIS способна "гасить" сигнал в направлениях потенциальных злоумышленников, создавая защищенные зоны связи и подавляя попытки перехвата.

Интеграция Sensing и связи (ISAC): Возможность RIS не только отражать, но и "чувствовать" параметры электромагнитного поля и перемещение объектов (например, прохождение человека рядом с поверхностью) открывает путь к бесшовной интеграции высокоточной радиолокации, зондирования и сверхскоростной передачи данных.

RIS и THz-диапазон: Как было подробно рассмотрено ранее, терагерцовые волны крайне чувствительны к затуханию и блокировке. RIS становится обязательным спутником THz-связи, компенсируя высокие потери на трассе и создавая виртуальные линии прямой видимости в условиях плотной городской застройки.

RIS и ИИ в радиоканале: Управление тысячами элементов RIS в реальном времени — задача не для жесткого алгоритма. Искусственный интеллект будет основой Native-AI для 6G, позволяя постоянно пересчитывать оптимальные фазовые сдвиги RIS при перемещении любого пользователя или изменении погодных условий.

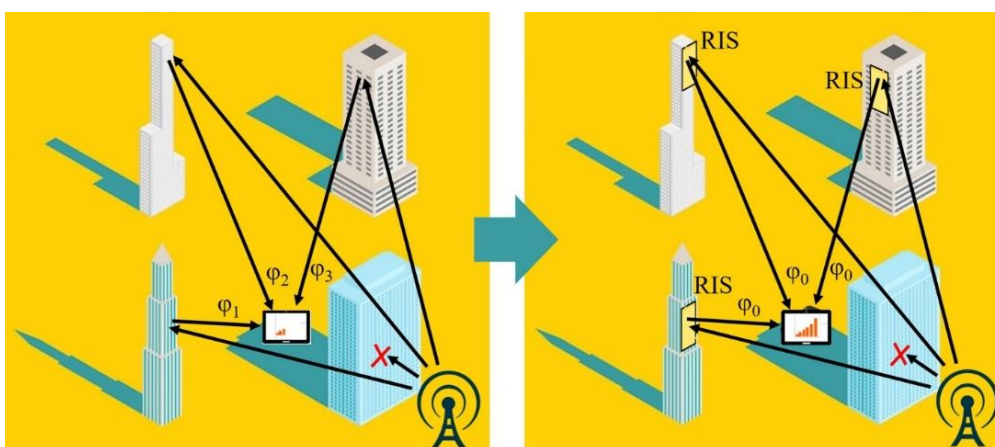


Рис. 2. Пример применения RIS поверхностей

Нативный искусственный интеллект (Native-AI) — «мозг» сети

Сети 5G стали платформой для пионерного внедрения искусственного интеллекта (ИИ), где он использовался как надстройка для оптимизации. Однако концепция 6G подразумевает кардинальный сдвиг парадигмы. ИИ здесь будет не просто прикладным инструментом, а фундаментом, «мозгом» сети, заложенным в

её архитектуру с самого начала. Это качество называется нативным (встроенным) искусственным интеллектом (Native-AI). По прогнозам разработчиков стандартов, неотъемлемой частью следующего поколения станет именно «AI-native networking» — сети со встроенным интеллектом. Экосистема 6G рассматривается как единое целое, где ИИ пронизывает все уровни — от физического (механизмы передачи сигналов) до уровня управления и верификации сервисов.

Интеллектуальный радиоинтерфейс

В 5G ИИ обслуживал RAN (радиосеть доступа) в основном через управляющие приложения. В 6G алгоритмы глубокого обучения встраиваются в самые низкоуровневые элементы. Например, AI/ML может использоваться на физическом уровне, заменяя классические алгоритмы обработки сигналов нейросетевыми автокодировщиками для модуляции, демодуляции или оценки состояния канала, что позволяет системе адаптироваться к сложным и быстро меняющимся условиям (например, при работе в новых частотных диапазонах, включая FR3 или терагерцовый диапазон).

Оркестрация ресурсов с помощью агентного ИИ

Искусственный интеллект становится «дирижёром» сети, управляющим сложнейшим континуумом «облако-туман-периферия». Языковые модели и алгоритмы обучения с подкреплением уже сейчас применяются для решения конфликтов между управляющими приложениями в реальном времени и перераспределения вычислительных мощностей (GPU) между RAN-функциями и ИИ-ворклоадами. Пропускная способность и энергоэффективность сетей будущего радикально изменятся после внедрения интенционального управления (Intent-Driven Communication): оператор задает высокоуровневую цель (интент), а ИИ-агенты сети самостоятельно переводят её в последовательность технических политик и действий на всех доменах.

Интеграция с RIS

Технология «Умных поверхностей» (RIS) неразрывно связана с Native-AI. Алгоритмы обучения с подкреплением активно применяются для динамической конфигурации тысяч отражательных элементов RIS и эффективного управления ими в реальном времени, чтобы перенаправлять радиоволны в обход препятствий и минимизировать помехи без использования точной информации о канале (Channel State Information, CSI).

Заключение

С 2025 года наблюдается бурный прогресс в стандартизации. В марте 2026 года в г. Инчхон прошёл семинар 3GPP по 6G, на котором координация между консорциумом 3GPP и альянсом O-RAN была признана критически важной для успеха AI-native сетей. На Mobile World Congress 2026 уже было продемонстрировано, как ведущие производители чипсетов совместно разрабатывают прототипы оборудования, закладывая основу для появления устройств 6G после 2030 года. Наиболее значительным событием на пути внедрения Native-AI стала ратификация стандарта IEEE 802.11bn, который не только увеличил скорость Wi-Fi, но и впервые в глобальном масштабе заложил механизмы «радиоуправляемого ИИ» (AI/ML-Phy), наглядно подтвердив жизнеспособность и востребованность AI-native технологий на практике. Ведутся также работы по созданию отраслевых эталонов (бенчмарков) 6G для тестирования возможностей рассуждения AI-агентов в реалистичных условиях развёртывания сети, что является важным шагом для перехода от исследовательских концепций к практическим стандартам.

Концепция нативного ИИ превращает сеть 6G из пассивного транспортного кабеля в активный, самообучающийся организм. Native-AI меняет фундаментальные принципы передачи данных (от семантики до физического уровня), управления ресурсами и взаимодействия с «умными» поверхностями. От мечты о самоорганизующихся телекоммуникациях отрасль перешла к конкретным архитектурам и прототипам, активно развивая и стандартизируя ключевые компоненты для сетей будущего.

Список использованных источников

1. <https://ieeexplore.ieee.org/document/11059460>.
2. <https://arxiv.org/html/2305.13887v5>.
3. <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/10707308>.
4. <https://www.keysight.com/blogs/en/inds/2025/11/18/ai-ml-will-dominate-6g-starting-with-the-phy>.
5. <https://arxiv.org/html/2305.13887v5>.
6. <https://arxiv.org/html/2604.26408v1>.
7. <https://browse-export.arxiv.org/abs/2604.22706>.
8. <https://ar5iv.labs.arxiv.org/html/2107.05460>.
9. <https://shalaginov.com/2023/03/17/5g-6g-reconfigurable-intelligent-surface-ris/>.
10. <https://iccc2025.ieee-iccc.org/ai-native-ran-architecture-and-key-technologies-6g>.

УДК 681.513.3

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ СЛЕДЯЩЕЙ СИСТЕМЫ РАДИОАВТОМАТИКИ

Е.А. ЦЫГАНКОВА

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: eaczygankova@gmail.com

Аннотация. Рассмотрены методы синтеза структурных схем следящих систем и способы коррекции их динамических характеристик. Проанализированы последовательные и параллельные корректирующие устройства, а также их влияние на точность, устойчивость и робастность системы. Показана эффективность комбинированного применения методов.
Abstract. The paper considers methods of structural synthesis of tracking systems and approaches to correcting their dynamic characteristics. Series and parallel compensators are analyzed along with their influence on system accuracy, stability and robustness. The effectiveness of a combined approach is demonstrated.

Введение

Следящие системы широко применяются в радиоэлектронных устройствах для автоматического сопровождения целей и стабилизации параметров. Современные требования к точности и быстродействию делают необходимым применение методов структурного синтеза, обеспечивающих заданные характеристики системы уже на этапе проектирования [1].

Основной задачей является формирование такой структуры системы, которая обеспечивает устойчивость, малую ошибку слежения и достаточный запас по фазе и амплитуде при воздействии внешних возмущений.

Теоретические основы синтеза

Следящая система представляет собой замкнутый контур управления с отрицательной обратной связью. Обобщённая структурная схема такой системы представлена на рис. 1.

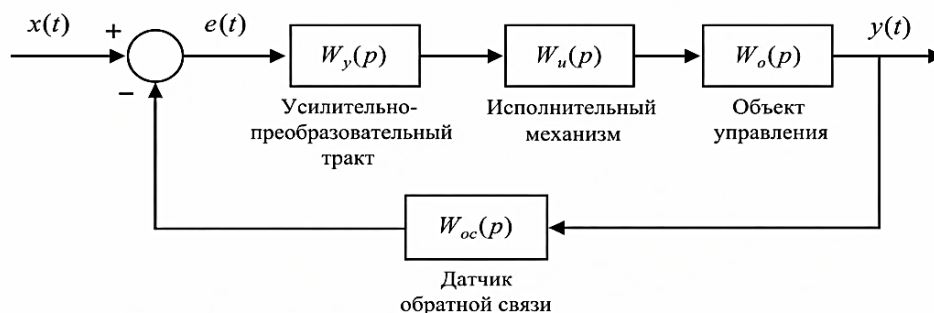


Рис. 1. Структурная схема следящей системы с отрицательной обратной связью

Представленная на рис. 1 структура отражает принцип построения следящей системы с отрицательной обратной связью, обеспечивающей формирование сигнала ошибки и его последующую компенсацию в процессе управления.

Функционально система включает задающее устройство, формирующее входной сигнал $x(t)$, устройство сравнения, формирующее ошибку $e(t)$, усилительно-преобразовательный тракт, исполнительный механизм и датчик обратной связи, формирующий выходной сигнал $y(t)$.

Передаточная функция замкнутой системы определяется выражением:

$$\Phi(p) = \frac{W_p(p)}{1 + W_p(p)} \quad (1)$$

где $W(p)$ — передаточная функция разомкнутого контура.

Синтез системы основан на формировании желаемой логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ), которая определяет быстродействие и устойчивость системы. Основными параметрами являются порядок астатизма, частота среза и наклон характеристики в области средних частот [2].

Методы коррекции

Для приведения характеристик системы к заданным используются корректирующие устройства, передаточная функция которых определяется как:

$$W_k(p) = \frac{W_{\text{ж}}(p)}{W_{\text{н}}(p)} \quad (2)$$

где $W_{\text{ж}}(p)$ — желаемая, $W_{\text{н}}(p)$ — исходная передаточные функции.

Последовательная коррекция реализуется включением корректирующих звеньев в прямой канал системы. Она проста в реализации и позволяет эффективно изменять частотные характеристики, однако чувствительна к параметрическим изменениям элементов.

Параллельная коррекция осуществляется введением местных обратных связей. Эквивалентная передаточная функция имеет вид:

$$W_{\text{экв}}(p) = \frac{W_1(p)}{1 + W_1(p)W_{\text{ос}}(p)} \quad (3)$$

Данный метод позволяет повысить робастность системы и снизить влияние нелинейностей, что особенно важно для сложных технических объектов [3].

Сравнение методов коррекции

Для оценки эффективности различных подходов к коррекции следящих систем целесообразно провести их сравнительный анализ по основным инженерным критериям, таким как сложность реализации, точность, робастность и способность компенсировать нелинейности. Результаты сравнительного анализа приведены в табл. 1.

Таблица 1. Сравнение методов коррекции

Критерий	Последовательная	Параллельная
Сложность	Низкая	Высокая
Точность	Прямая зависимость	Косвенная
Робастность	Низкая	Высокая
Нелинейности	Не компенсируются	Компенсируются
Быстродействие	Среднее	Высокое

Анализ представленных данных показывает, что последовательная коррекция отличается простотой реализации, однако обладает ограниченной устойчивостью к параметрическим изменениям. Параллельная коррекция обеспечивает более высокую робастность и эффективность при наличии внешних возмущений, что делает её предпочтительной для высокоточных систем.

Заключение

В результате анализа установлено, что наилучшие характеристики следящих систем достигаются при комбинированном применении методов коррекции. Последовательные звенья позволяют формировать требуемые частотные свойства, а параллельные обратные связи обеспечивают устойчивость и робастность системы. Применение данных подходов позволяет повысить точность и надёжность работы следящих систем в условиях внешних возмущений.

Список использованных источников

1. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического управления. – СПб.: Профессия, 2003. – 752 с.
2. Мирошник И.В. Теория автоматического управления. Линейные системы. – СПб.: Питер, 2005. – 336 с.
3. Ким Д.П. Теория автоматического управления. Т. 1. Линейные системы. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2016. – 312 с.
4. Солодовников В.В., Плотников В.Н., Яковлев А.В. Теория автоматического управления техническими системами. – М.: Машиностроение, 1985. – 536 с.
5. Коновалов Г.Ф. Радиоавтоматика: учебник для вузов. – М.: Радиотехника, 2003. – 286 с.

УДК 623.482:621.396.62

ПРИЕМНИК РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ РАЗВЕДКИ С ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ

П.И. КОЗУБОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: vizelpetr@gmail.com

Аннотация. Разработка приемника радиоэлектронной разведки с программно-определяемой обработкой сигнала направлена на создание компактного и гибкого устройства, способного в реальном времени перехватывать и анализировать радиосигналы в широком диапазоне частот с возможностью быстрой смены алгоритмов обработки без изменения аппаратуры. Такое устройство предназначено для специалистов подразделений радио- и технического контроля, а также мобильных групп, которым необходимо оперативно оценивать электромагнитную обстановку. Оно решает проблемы классических аналоговых приемников – жесткость архитектуры, сложность модернизации и высокое энергопотребление – за счет переноса основной обработки в цифровую среду, что обеспечивает скрытность, малые массогабаритные параметры и адаптивность к новым типам сигналов.

Abstract. The development of a software-defined signal processing electronic intelligence receiver is aimed at creating a compact and flexible device capable of real-time interception and analysis of radio signals in a wide frequency range with the ability to quickly change processing algorithms without changing the hardware. This device is intended for specialists in radio and technical control units, as well as mobile groups that need to quickly assess the electromagnetic environment. It solves the problems of classic analog receivers – rigid architecture, difficulty in upgrading, and high power consumption – by transferring the main processing to the digital environment, which ensures stealth, low weight and size, and adaptability to new types of signals.

Введение

Радиоэлектронная разведка (РЭР) является одним из основных источников информации о функционировании систем вооружения и связи. В последние годы плотность сигналов в эфире возросла настолько, что традиционные приёмники с жёсткой логикой перестали справляться: они медленно перестраиваются, не могут одновременно анализировать широкую полосу частот и плохо адаптируются к новым типам сигналов. Поэтому всё большее значение приобретают программно-определяемые решения, где обработка сигнала гибко настраивается под текущую обстановку. Данная работа посвящена разработке такого приёмника РЭР для диапазона 2..18 ГГц – одного из наиболее насыщенных радиолокационными системами [1].

Выбор архитектуры приемника

По ходу разработки были рассмотрены основные типы приёмников РЭР: кристаллический видеоприёмник (прост, но низкая чувствительность и избирательность), приёмник мгновенного измерения частоты (хорош для быстрого определения несущей, но не работает при наложении сигналов), супергетеродин (отличная чувствительность и избирательность, но узкополосен), многоканальный (идеален, но сложен и дорог), цифровой (гибок, но ограничен производительностью АЦП).

Компромиссным и наиболее подходящим для современных условий оказался супергетеродинный приёмник с цифровым понижающим преобразованием (DDC) по следующим причинам:

- он обеспечивает высокую чувствительность и избирательность за счёт фиксированной промежуточной частоты;
- программно-определяемая часть (DDC + ПЛИС) позволяет быстро перестраивать полосу анализа и адаптировать алгоритмы под неизвестные сигналы;
- в отличие от чистого цифрового приёмника, здесь не требуется оцифровывать весь диапазон 2..18 ГГц целиком – диапазон разбивается на поддиапазоны, что снижает требования к АЦП [3].

В разработанной структурной схеме (рисунок 1) входной сигнал сначала фильтруется и усиливается в аналоговом тракте, затем с помощью перестраиваемого гетеродина переносится в полосу промежуточной частоты (ПЧ). Весь рабочий диапазон 2..18 ГГц разбит на 20 поддиапазонов шириной по 800 МГц. Для каждого поддиапазона частота гетеродина выбирается так, чтобы сигнал после смесителя оказался в полосе ПЧ 2,1..2,9 ГГц (верхнее гетеродинирование). Далее сигнал оцифровывается, и в цифровом понижающем преобразователе выполняется перенос на нулевую частоту, фильтрация и децимация. На выходе DDC формируются квадратурные составляющие I/Q, которые затем обрабатываются в ПЛИС – выделяются узкие каналы шириной 50 МГц, измеряются мощность, длительность импульсов и мгновенная частота.

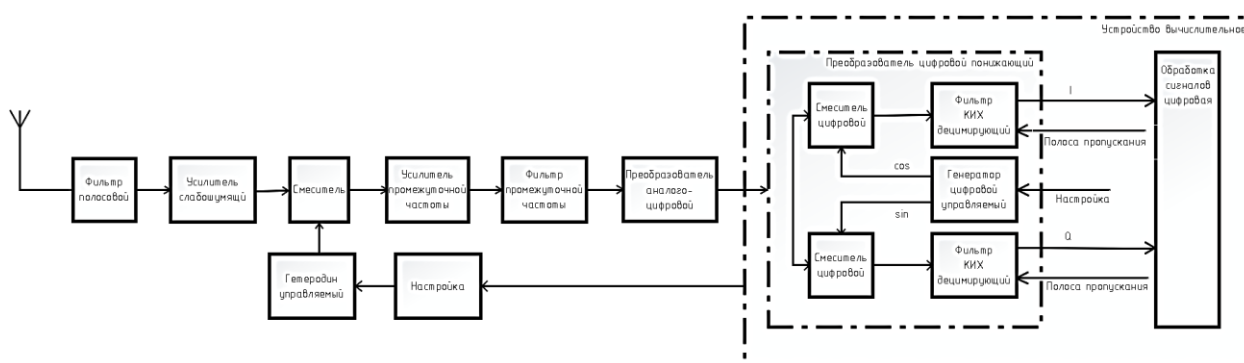


Рис. 1. Структурная схема разрабатываемого приемника

Модель расчета чувствительности приемника

Для оценки технических характеристик приёмника была разработана модель-MATLAB для расчета оптимальных возможно реализуемых характеристик. По итогу моделирования получились следующие характеристики:

- тепловой шум в полосе поддиапазона 800 МГц составляет –85 дБм;
- приняв коэффициент шума аналогового тракта 5 дБ и требуемое отношение сигнал/шум 10 дБ, получаем чувствительность –70 дБм;
- максимальный уровень сигнала ограничен насыщением АЦП и выбран равным –10 дБм (с запасом 10..20 дБ). Отсюда динамический диапазон – 60 дБ;
- по теореме Найквиста для полосы 800 МГц требуется частота дискретизации не ниже 1,6 ГГц, в работе принято значение 2 ГГц (с запасом);
- исходя из допустимого ухудшения чувствительности за счёт шума квантования, получено минимальное эффективное число разрядов АЦП (ENOB) – 9,5 бит.

Для того чтобы убедиться, что рассчитанная чувствительность –70 дБм действительно обеспечивает обнаружение реальных радиолокационных сигналов на практически значимых дальностях, была построена модель линии связи. Учитывались: мощность передатчика РЛС, коэффициент усиления её антенны, потери при распространении в свободном пространстве (зависят от расстояния и частоты), атмосферные потери, усиление приёмной антенны (на БПЛА или самолёте), а также типичное ослабление сигнала по боковому лепестку (40 дБ), поскольку перехват происходит не по основному лучу РЛС [4]. Были смоделированы два характерных сценария:

1 РЛС зенитно-ракетного комплекса (ЗРК) большой дальности. Рабочая частота ~10 ГГц (Х-диапазон), мощность передатчика 10 кВт, усиление антенны 44 дБи. При высоте приёмной антенны 2000 м (беспилотный летательный аппарат) и высоте антенны РЛС 10 м дальность прямой видимости составляет около 197 км. Модель показала, что сигнал превышает порог –70 дБм на расстоянии до 488 км (если бы не ограничение радиогоризонта), а с учётом горизонта – до 197 км. Таким образом, чувствительности достаточно для обнаружения на пределе радиовидимости. Результат представлен на рисунке 2.

2 РЛС ЗРК средней или малой дальности. Частота 4 ГГц (S/C-диапазоны), мощность передатчика ~38 дБВт (около 6 кВт). При тех же высотах дальность обнаружения по модели составила порядка 150 км – снижение примерно в 2,5 раза из-за меньшей мощности. При повышении частоты до 12 ГГц дальность дополнительно падает из-за увеличения потерь в атмосфере и свободном пространстве, однако остаётся в пределах 100–150 км, что подтверждает адекватность выбранной чувствительности. Результат представлен на рисунке 3.

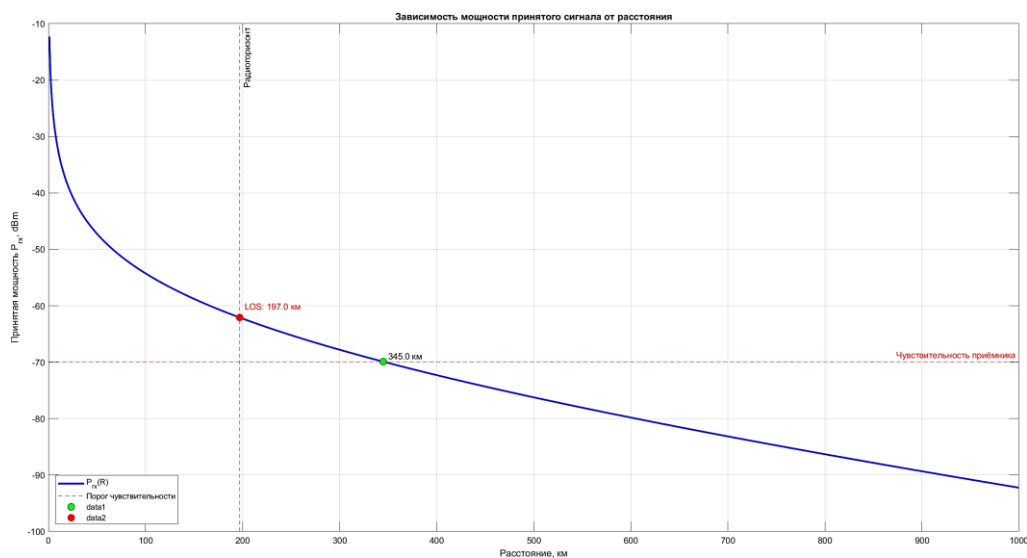


Рис. 2. Модель расчета расстояния РЛС комплекс ЗРК большого радиуса действия

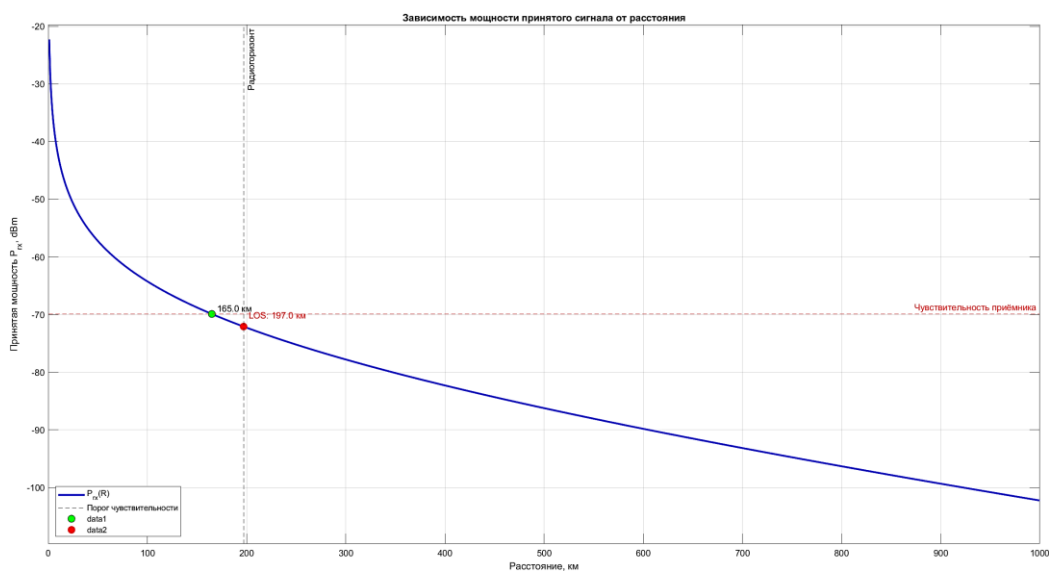


Рис.3. Модель расчета расстояния РЛС комплекс ЗРК среднего/малого радиуса действия

Результаты моделирования (рис. 2, рис. 3) показывают, что чувствительность -70 дБм является обоснованным компромиссом: она достаточно низка для перехвата сигналов РЛС различных типов на дистанциях в сотни километров, но при этом не требует чрезмерного усложнения аналогового тракта и АЦП.

Модель цифровой обработки обнаруженных сигналов

Создана интерактивная модель, которая позволяет проследить обработку сигнала от входа до получения разведпризнаков. Модель включает следующие этапы:

1 Генерация сигнальной обстановки. Формируются несколько источников: ЛЧМ-импульсы (полосы 0,5..4 МГц, длительности 120..600 нс), немодулированные зондирующие импульсы, а также аддитивный белый шум (тепловой шум приёмника -85 дБм в полосе 800 МГц и внешний шум -60 дБм);

2 Панорамный спектральный анализ. Строится спектр всего диапазона 2..18 ГГц (рисунок 4), метод Уэлча, окно Ханна). Поверх спектра наносятся 20 полупрозрачных прямоугольников, соответствующих поддиапазнам. Пользователь может кликнуть на любой прямоугольник – тем самым выбрать конкретное положение гетеродина.

3 Выделение поддиапазона и канала. При клике открывается окно с полосой ПЧ 2,1..2,9 ГГц, разбитой на 16 каналов по 50 МГц (рисунок 5). Выбор канала запускает процедуру цифровой обработки.

4 Цифровой понижающий преобразователь (DDC). Сигнал в выбранном канале переносится на нулевую частоту комплексным гетеродинированием, затем фильтруется идеальным ФНЧ (через БПФ-маску) и децимируется до частоты 60 МГц. В результате получаются синфазная (I) и квадратурная (Q) составляющие.

5 Измерение параметров. По огибающей I/Q-сигнала (после медианной фильтрации) определяется превышение порога -70 дБм. Фиксируются начало и конец импульса, вычисляется длительность. Средняя мощность импульса рассчитывается интегрированием квадрата огибающей. Мгновенная частота вычисляется как производная фазы комплексной огибающей, для ЛЧМ-сигналов дополнительно оценивается среднеквадратическая девиация частоты.

6 Визуализация. На экран выводятся: временные диаграммы I/Q и огибающей, спектр baseband (с пороговой селекцией – отображаются только бины выше порога), график мгновенной частоты, а также численные значения в диалоговом окне (рисунок 6).

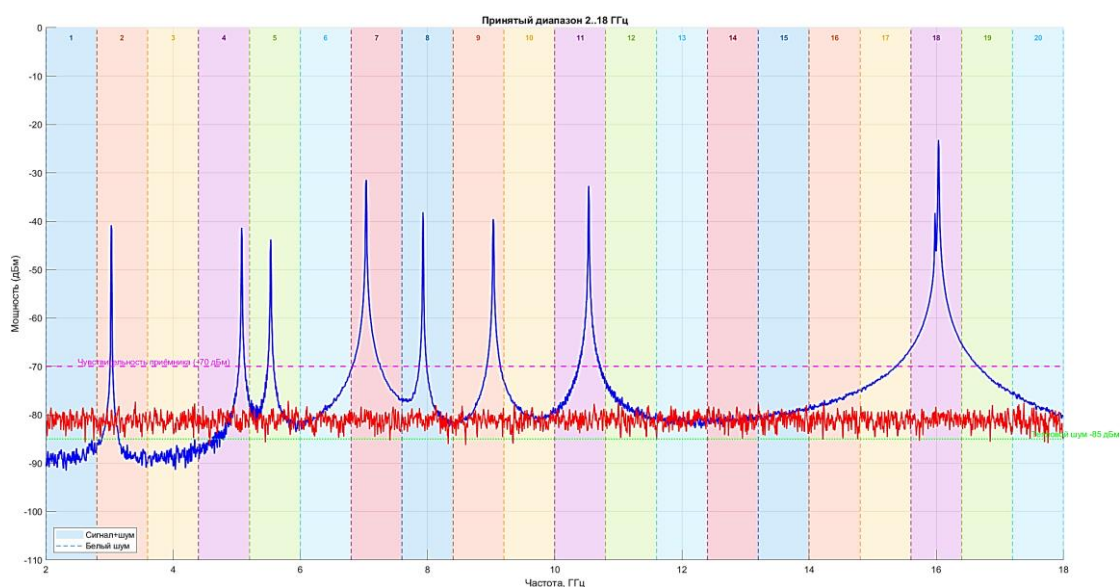


Рис. 4. Спектр всего диапазона 2..18 ГГц

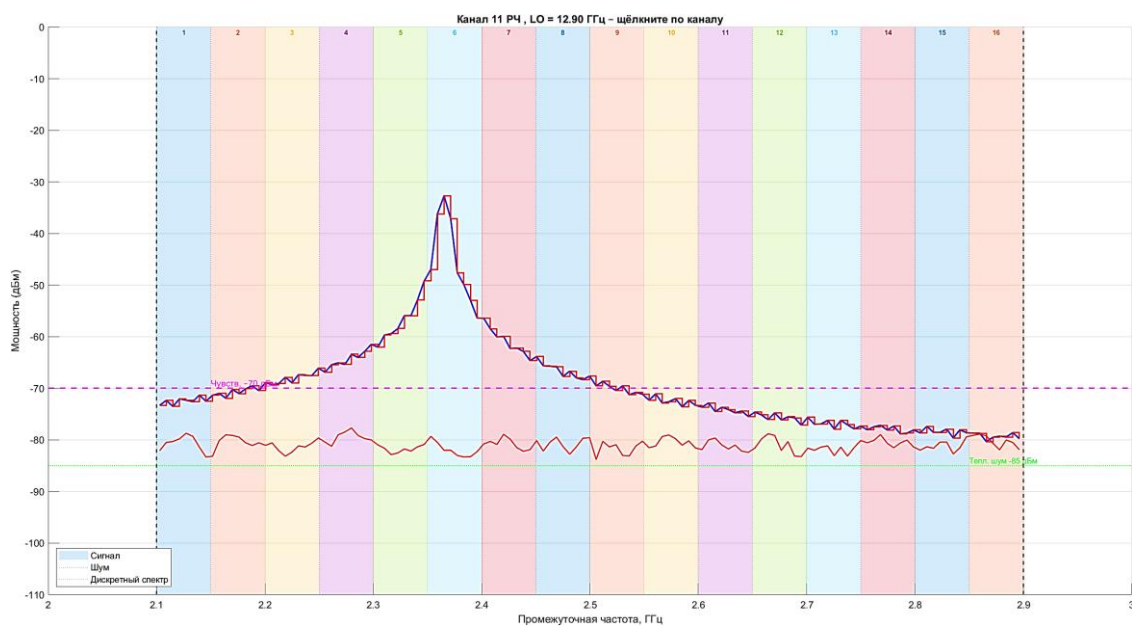


Рис. 5. Спектр сигнала перенесенного на ПЧ 2,1..2,9 ГГц

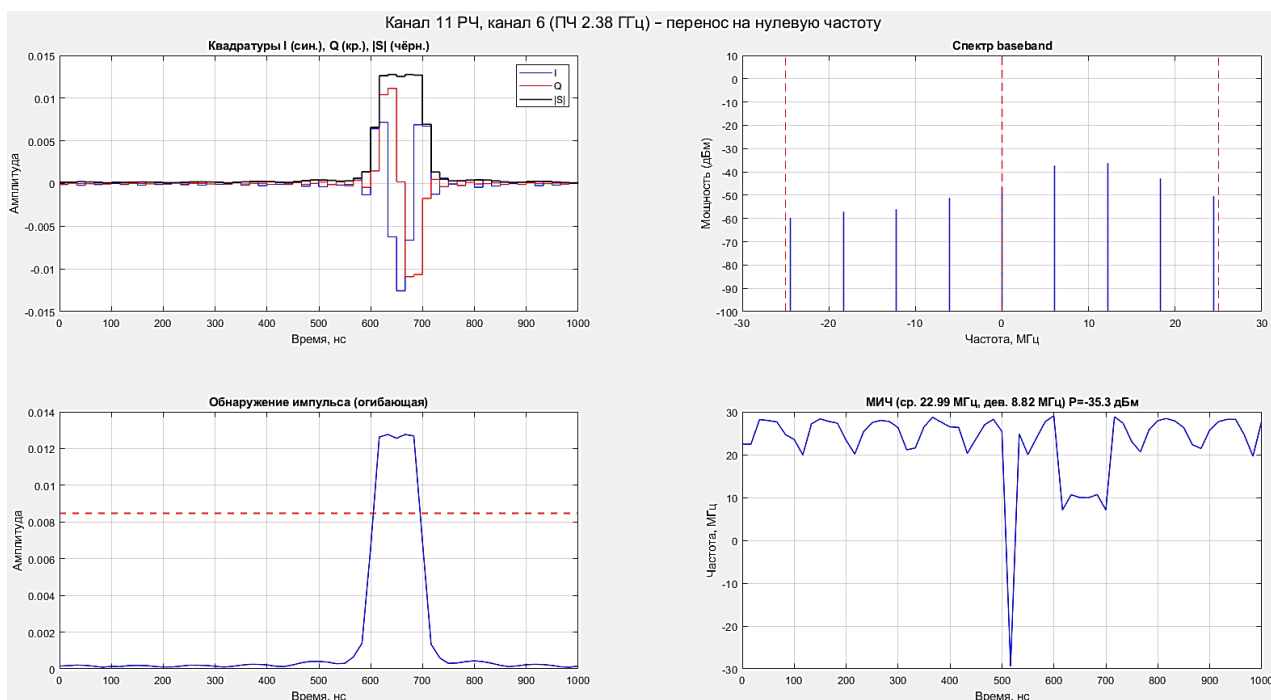


Рис. 6. Результаты цифровой обработки сигнала

Заключение

В работе обоснована архитектура приёмника РЭР – супергетеродин с цифровым понижающим преобразованием, позволяющая сочетать высокую чувствительность и избирательность с гибкостью программно-определяемых систем. Рассчитаны основные параметры: чувствительность -70 дБм, динамический диапазон 60 дБ, частота дискретизации 2 ГГц, ENOB 9,5 бит. Разработаны функциональная и принципиальная схемы, отражающие структуру аналогового и цифрового трактов. Создана MATLAB-модель, которая адекватно имитирует работу приёмника: от панорамного обзора до выделения узких каналов и измерения мощности, длительности и мгновенной частоты. Модель протестирована, погрешности не превышают 0,2 дБ по мощности и 2 нс по длительности. Данная модель может использоваться как прототип для отработки алгоритмов перед аппаратной реализацией на ПЛИС.

Список использованных источников

1. Смирнов Ю.А. Радиотехническая разведка. – М.Воениздат, 2001. – 456 с., ил.
2. David L.A. EW101 a first course in electronic warfare / David L. Adamy. p cm. – (Artech House radar library).
3. Давыдов А. Б. Аналого-цифровые и цифровые устройства: метод. пособие / А. Б. Давыдов, М.В. Качинский, В. Б. Ключ. – Минск : БГУИР, 2007.
4. Гринкевич А. В. Радиолокация : учеб. пособие / А. В. Гринкевич. – Минск : БГУИР, 2015 – 190 с.

УДК 621.391.8

**УТОЧНЕННЫЕ МОДЕЛИ ОЦЕНКИ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ И ВРЕМЕННОЙ
СКРЫТНОСТИ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ
РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ ОТ ОДНОПОЗИЦИОННОЙ СТАНЦИИ ОТВЕТНЫХ ПОМЕХ**

Е.Л. КРЕЙДИК

*Открытое акционерное общество «АГАТ-СИСТЕМ»
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: kreidik@ramblel.ru

Аннотация. Рассмотрено внесение уточнений (дополнений) к моделям оценки пространственной и временной скрытности средств радиосвязи (СРС) с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) от однопозиционной станции ответных помех (СОП). При этом принято допущение, что в состав аппаратуры радиоразведки СОП входит M -элементная кольцевая антенная решетка и указанная аппаратура используется для селекции сигналов передатчиков СРС с ППРЧ по направлению прихода. Внесены данные изменения в виде параметров моделей. Эти параметры наиболее полно отражают пространственные условия радиоразведки СОП. Вышеуказанные изменения позволили производить оценку параметров зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов передатчиков СРС с ППРЧ по направлению прихода или по времени прихода, а также при этом производить оценку показателей пространственной и временной скрытности передатчиков СРС. Для упрощения анализа пространственных условий радиоразведки СОП предложены две блок-схемы радиолинии «аппаратура подсистемы радиоразведки СОП – передатчик СРС с ППРЧ».

Abstract. This article discusses refinements to models for assessing the spatial and temporal stealth of radio communications equipment with frequency hopping from a single-position follower jammer. It is assumed that the jamming station's radio reconnaissance equipment includes an M -element ring antenna array and that this equipment is used to select signals from radio communications equipment with frequency hopping based on the direction of arrival. Additionally, changes have been made to the model parameters that more fully reflect the spatial conditions of radio reconnaissance. These changes make it possible to assess the parameters of the jamming station's radio reconnaissance zone using transmitters signal selection based on the direction of arrival or time of arrival, as well as to assess the transmitters with frequency hopping spatial and temporal stealth. To simplify the analysis of the spatial conditions of jamming station radio reconnaissance, two block diagrams of the «follower jammer – transmitter with frequency hopping» radio link are proposed.

Введение

Помехозащищённые СРС, как правило, предназначены для функционирования по технологии множественного доступа в сетях с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) (Frequency Hopping Multiple-Access (FHMA) Network) [1–3] в условиях комплексного воздействия на них естественных [4] и преднамеренных помех, создаваемых системами радиоэлектронной борьбы (РЭБ) [5]. В работах [6; 7] помехозащищённость СРС определяется скрытностью работы СРС и ее помехоустойчивостью. По мнению, изложенному в [8]: «Если помехоустойчивость радиолиний и сигналов достаточно полно исследована, то вопросы разведзащищённости для режима ППРЧ пока еще не имеют однозначных трактовок».

Некоторые авторы применительно к СРС как к радиосистеме оперируют понятием «скрытность» [6], другие – понятием «разведзащищённость» [9], но их сущность тождественна. Кроме того, в работе [10] отмечено, что в зависимости от решаемых задач радиоразведкой скрытность сигналов СРС в общем случае может быть классифицирована следующим образом: энергетическая, пространственная, структурная, информационная и временная. Под скрытностью сигналов СРС с ППРЧ понимается способность СРС противостоять действиям со стороны подсистемы радиоразведки СОП, направленным на обнаружение указанных сигналов, измерение их параметров: средней частоты, длительности, времени и направления прихода. По результату анализа классификации скрытности СРС [9] с точки зрения противостояния системы радиосвязи и СОП, согласно [7], интерес представляют энергетическая, временная и пространственная скрытности. При этом вопросы энергетической скрытности достаточно полно исследованы [9]. В настоящей работе обобщены результаты исследований [11–13] по уточнению моделей [1] оценки пространственной и временной скрытности СРС с ППРЧ от однопозиционной СОП (для краткости слово «однопозиционной» далее опущено).

Теоретический базис и предпосылки

В 1989 г. Д. Дж. Торриери (D. J. Torrieri) в работе [1] опубликовал результаты исследований по предельным возможностям ответных помех, в которых указал на зависимость средней вероятности ошибки на бит от энергетических характеристик СРС и СОП, а также от временных возможностей, определяемых топологией СРС и СОП, и временем, необходимым для создания ответных помех. В том числе были получены следующие данные:

- нижний предел интервала наблюдения, при котором обеспечивается получение требуемой оценки несущей частоты;
- верхний предел времени срабатывания СОП, который зависит от длительности скачка частоты, времени запаздывания помехи и от мощности передатчика СОП;
- отношение сигнал/шум необходимое СОП для выполнения селекции по направлению прихода или по времени прихода.

Но в этой работе ряд аспектов пространственной и временной скрытности СРС с ППРЧ в условиях радиоэлектронного подавления (РЭП) остались неосвещенными.

Далее приводятся результаты исследований Д. Дж. Торриери [1; 2] в виде выражений (1) – (11).

Оценка возможностей однопозиционной СОП при подавлении радиолинии с ППРЧ традиционно производится согласно схеме указанной на рис. 1. На данном рисунке приведена геометрическая конфигурация размещения на местности СОП по отношению к радиолинии с ППРЧ, представленной в виде источника информации (передатчика СРС) и получателя информации (приёмника СРС).

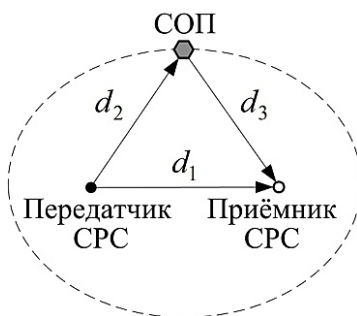


Рис. 1. Упрощённая схема трасс распространения радиоволн

Для эффективной постановки ответных помех необходимо выполнение условия:

$$\frac{d_2 + d_3}{c} + T_{pr} \leq \frac{d_1}{c} + \eta T_d, \quad (1)$$

где d_2 , d_3 – дистанции соответственно между передатчиком СРС и СОП, СОП и приёмником СРС, м; c – скорость электромагнитной волны, м/с; T_{pr} – время реакции СОП, с; d_1 – дистанция связи между передатчиком СРС и приёмником СРС радиолинии с ППРЧ, м; η – коэффициент, характеризующий часть частотного элемента, не поражённую ответной помехой; T_d – эффективная длительность частотного элемента сигнала СРС с ППРЧ, с.

Радиоимпульс с постоянной средней (центральной) частотой в сигнале с ППРЧ принято называть частотным элементом. Неравенство (1) утверждает, что время задержки помехи относительно времени прихода сигнала на вход приемника не должно превышать определенную часть длительности частотного элемента ηT_d , чтобы подавление было эффективным. После выполнения преобразования (1) в [1] получено:

$$d_2 + d_3 \leq (\eta T_d - T_{pr}) c + d_1. \quad (2)$$

Коэффициент η согласно [2] равен:

$$\eta = 1 - \frac{P_{s0} - F_{nj}}{P_j(F_j - F_{nj})}, \quad (3)$$

где P_{s0} – допустимая с точки зрения РЭП средняя вероятность ошибочного приёма символа; P_j – вероятность подавления символа; F_j – условная вероятность ошибочного приёма символа при наличии ответной помехи на

входе демодулятора; F_{nj} – условная вероятность ошибочного приёма символа при отсутствии ответной помехи на входе демодулятора. При этом в работе [1] приняты следующие допущения: в СРС используется межсимвольная ППРЧ; полосы пропускания каналов измерения в аппаратуре подсистемы радиоразведки СОП согласованы с полосой пропускания частотных каналов СРС; СОП имеет достаточный энергopotенциал подсистемы РЭП для подавления радиолиний с ППРЧ; величины $P_j = \text{const}$, $F_j = \text{const}$, то есть P_j , F_j не зависят от геометрии задачи РЭП.

Правая часть неравенства (2) рассмотрена как константа. После приравнивания обеих частей этого неравенства получено уравнение эллипса (в пределах которого должна находиться СОП), в фокусах которого размещены (передатчик и приемник) СРС радиолиний с ППРЧ [1]: $d_2 + d_3 = (\eta T_d - T_{pr})c + d_1$. Неравенство (2) позволяет определить внутри эллипса область размещения СОП, в которой с заданными параметрами (3) будет подавляться приемник СРС. На рис. 1 показано местоположение СОП на границе эллипса. Если СОП находится вне этого эллипса, подавление может быть неэффективным.

С учётом времени реакции СОП T_{pr} и местоположения СОП относительно СРС радиолиний с ППРЧ сигнал ответной помехи отсутствует на входе подавляемого приемника СРС в течение интервала времени T_{nj} , составляющего некоторую часть от длительности частотного элемента [1]:

$$T_{nj} = \min \left\{ T_{pr} + \frac{d_2 + d_3 - d_1}{c}, T_d \right\}. \quad (4)$$

Классическая модель (1) позволяет проводить анализ временных возможностей СОП с точки зрения РЭП по параметрам, которые описывают свойства участников информационного конфликта в дуэльной ситуации (станция помех против радиолиний с ППРЧ). При этом указанная модель не учитывает следующие важные факторы:

- сигналы, излучаемые СРС, принимаются в пределах зоны, размеры которой определяются дальностью действия подсистемы радиоразведки СОП [14];
- реализация способа радиоподавления при погоне по частоте основывается на селекции сигналов радиолиний(ий) из множества наблюдаемых сигналов [15];
- на входе аппаратуры подсистемы радиоразведки СОП требуется определённая реализация энергетического соотношения (сигнал/шум) при использовании селекции полезного (целевого) сигнала СРС с ППРЧ (по направлению или по времени прихода) из множества наблюдаемых сигналов [1].

В условиях воздействия потока сигналов передатчиков с перекрывающимися диапазонами пространственно-частотно-временных параметров на аппаратуру радиоразведки СОП, для решения задачи подавления радиолиний с ППРЧ, как правило, применяется селекция сигналов [1; 16]. Проведение соответствующей селекции сигналов от нескольких передатчиков фактически эквивалентно выполнению процедуры индивидуального сопровождения объекта подавления. Далее рассмотрены две модели селекции сигналов СРС с ППРЧ [1; 2]: по направлению и по времени прихода.

Предполагается, что на начальном этапе аппаратура подсистемы радиоразведки СОП в присутствии белого гауссовского шума обеспечивает среднее квадратическое отклонение (СКО) оценки частоты σ_f [1]:

$$\sigma_f \geq \left(\frac{2\pi^2 T^2 E}{3N_0} \right)^{-\frac{1}{2}}, \quad (5)$$

где T – длительность интервала наблюдения; E – энергия перехваченного частотного элемента сигнала на интервале наблюдения T , $T \leq T_d$; $N_0/2$ – двухсторонняя спектральная плотность мощности собственных шумов измерителя частоты. При этом выполняется условие $\sigma_f \leq B/6$, где B – полоса пропускания частотных каналов СРС с ППРЧ, Гц.

Принято, что ρ_i – отношение мощности сигнала к мощности шума в полосе частотного канала (отношение сигнал/шум) на входе измерителя частоты аппаратуры радиоразведки СОП, причём:

$$E/N_0 = \rho_i B T. \quad (6)$$

После подстановки (6) в (5) и выполнения преобразования в [1] определена нижняя граница T , для получения требуемой оценки $\hat{f}$ с заданной вероятностью [1]: $T \geq \left(54\pi^{-2}\right)^{1/3} B^{-1} \rho_i^{-1/3}$, $T < T_{pr}$.

Для решения задачи подавления радиолинии(ий) с ППРЧ в аппаратуре подсистемы радиоразведки СОП в условии неизменности значений пеленга для каждого источника радиоизлучения с ППРЧ, как правило, используется селекция сигналов по направлению прихода [16].

При справедливости допущения, что в состав аппаратуры подсистемы радиоразведки СОП входит двухканальный фазовый пеленгатор и указанная аппаратура используется для селекции сигналов СРС с ППРЧ по направлению прихода θ , получено выражение (7) для нижней границы отношения сигнал/шум (по мощности) ρ_i на входе приемного канала указанного пеленгатора [1]:

$$\rho_i \geq \left(\frac{J}{N} - \frac{2\varepsilon}{\Omega}\right)^{-2} \left(\frac{3c}{\Omega \pi f_{\min} d_0}\right)^2 B^{-1} \left(T_d - \frac{T_d(P_{s0} - F_{nj})}{P_j(F_j - F_{nj})} - \frac{d_2 + d_3 - d_1}{c}\right)^{-1}, \quad (7)$$

где J — число одновременно излучаемых помеховых сигналов СОП; $N = 2, 3, \dots, q$ — число передатчиков СРС с ППРЧ, где q — максимальное значение N ; 2ε — параметр, определяющий размер строба без учета СКО σ_θ измерения пеленга на передатчик СРС с ППРЧ, рад; Ω — угловой размер сектора пеленгования СОП, рад; c — скорость распространения электромагнитной волны в свободном пространстве, м/с; $f_{\min}$ — наименьшая центральная частота из наборов скачков СРС с ППРЧ [19, с. 17–18], Гц; d_0 — расстояние между двумя наиболее удаленными антеннами фазового пеленгатора, м.

При этом должны выполняться следующие условия: $J > 2\varepsilon N / \Omega$, $N \geq 2$ и $0 < T_{pr} \leq T_d - \frac{T_d(P_{s0} - F_{nj})}{P_j(F_j - F_{nj})} - \frac{d_2 + d_3 - d_1}{c}$

В работе [1] также было принято следующее допущение: N передатчиков СРС в одной и той же полосе частот излучают достаточную для перехвата мощность.

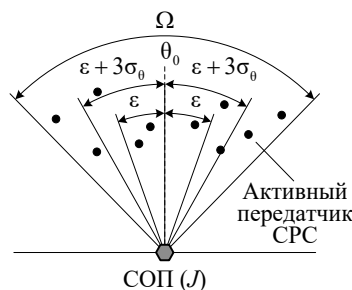


Рис. 2. Угловой сектор радиоразведки СОП

В работе [1] предполагается (рис. 2), что $N \geq 2$ активных передатчика(ов) равномерно распределены по угловому сектору радиоразведки СОП Ω рад и целевой сектор, в котором может находиться более одного активного передатчика занимает 2ε рад относительно направления θ_0 ; СОП излучает помеху всякий раз, когда какой-то частотный элемент сигнала согласно измерению прибывает из сектора, расположенного между $\theta_0 - \varepsilon - 3\sigma_\theta$ и $\theta_0 + \varepsilon + 3\sigma_\theta$, где σ_θ — СКО пеленга на активный передатчик. Ниже рассматриваются исключительно активный(-ые) передатчик(и) СРС с ППРЧ (для краткости слово «активный(-ые)» далее опущено).

Выражение (7) определяет требуемую точность селекции сигналов с ППРЧ по направлению прихода и, соответственно, правильность установки центральной частоты в спектре помехового сигнала. При этом данный сигнал — сосредоточенный по полосе белый гауссовский шум [1].

Необходимо отметить, что, как правило, высокая плотность размещения объектов радиоподавления [17, с. 8, рис. 1] не позволяет подсистеме радиоразведки СОП эффективно использовать селекцию сигналов СРС с ППРЧ по направлению прихода. В этом случае представляется возможным использовать СОП селекцию сигналов СРС с ППРЧ по времени прихода [7, 14]. Причем измеряется время прихода сигнала относительно первого сигнала в сопровождаемой гипотезе с использованием внутренней шкалы времени СОП. По мнению,

высказанному в [15], различные параметры сигнала могут быть использованы для разрешения сигналов и их селекции на фоне помех, при этом используется либо один, либо одновременно несколько параметров.

В [12] селекция проводится в соответствии с моделью, учитывающей набор гипотез о пропадании и последующем появлении сигналов СРС с ППРЧ на разных частотах с заданным интервалом «прерывания». Процесс сопровождения гипотез по времени прихода t и частоте f показан на рис. 3 для случая задания априорных стробов селекции:

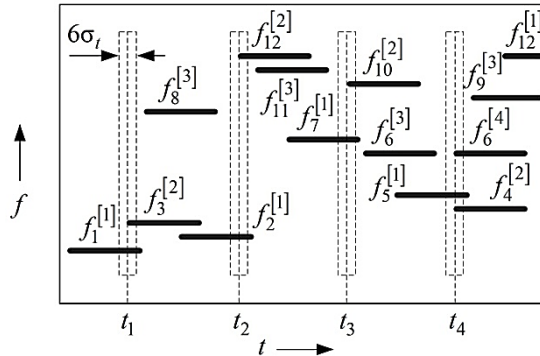


Рис. 3. Процесс сопровождения гипотез по времени прихода и частоте

В работе [1] предполагается следующее: скорость ППРЧ r_h в радиоприемниках (радиосетях) постоянна или может быть точно оценена, $r_h = 1/T_h$, где T_h – длительность скачка частоты, причём в динамике информационного конфликта происходит увеличение интенсивности радиообмена. При этом однотипные передатчики СРС с ППРЧ излучают сигналы с достаточной мощностью для перехвата практически одновременно и асинхронно (по отношению друг к другу) в пределах общей полосы частот. Далее аппаратура подсистемы радиоразведки СОП по первому из принятых (частотных элементов) сигнала СРС с ППРЧ оценит его параметр – время прихода и затем, используя известную длительность скачка частоты T_h установит границы первого строба (процесс «завязки» первой гипотезы). При этом принято расстояние между границами строба $6\sigma_t$, где σ_t – СКО оценки времени прихода сигнала СРС с ППРЧ. Если из результатов измерений следует, что число попаданий в границы установленного строба составляет более одного сигнала с ППРЧ, СОП игнорирует данный результат. Далее принято допущение, что в течение T_d при выполнении условий $\sigma_t \leq T_d/6$, $N \geq 2$ частотные элементы сигналов $N-1$ СРС с ППРЧ поступают независимо друг от друга в случайные моменты времени на вход аппаратуры подсистемы радиоразведки СОП. Из этого следует, что вероятность подавления символа P_j в целевом частотном элементе ограничена сверху вероятностью $(1 - 6\sigma_t/T_d)^{N-1}$ [1]:

$$P_j \leq \left(1 - \frac{6\sigma_t}{T_d}\right)^{N-1}, \quad (8)$$

при этом СКО оценки времени прихода радиоимпульса σ_t по [1] равно

$$\sigma_t = \left(\frac{2E}{N_0 \beta_r^2}\right)^{-\frac{1}{2}}, \quad (9)$$

где β_r – эффективная ширина спектра радиоимпульса, Гц.

Принято следующее допущение: частотный элемент в первом приближении относительно средней частоты f_0 имеет прямоугольный частотный спектр с огибающей в пределах $f_0 \pm B/2$, при этом квадрат эффективной ширины спектра радиоимпульса [1] равен:

$$\beta_r^2 = \frac{\pi^2 B^2}{3}. \quad (10)$$

На основании указанного выше и при справедливости допущения, что аппаратура (подсистемы) радиоразведки СОП используется для селекции сигналов СРС с ППРЧ по времени прихода t , получено выражение (11) для нижней границы отношения сигнал/шум (по мощности) ρ_t на входе указанной аппаратуры:

$$\rho_i \geq \frac{54}{\pi^2 B^3 T_d^2 T} \left[1 - \left(\frac{T_d (P_{s0} - F_{nj})}{(T_d - T_{nj})(F_j - F_{nj})} \right)^{\frac{1}{N-1}} \right]^{-2}. \quad (11)$$

При этом должно выполняться следующее условие: $T_d (P_{s0} - F_{nj}) < (T_d - T_{nj})(F_j - F_{nj})$.

Выражение (11) определяет нижнюю границу (требуемого отношения сигнал/шум) ρ_i на входе аппаратуры подсистемы радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов СРС с ППРЧ по времени прихода. При этом принято, что в состав указанной аппаратуры входит оптимальный измеритель времени прихода радиоимпульсов (9).

Проведенный анализ моделей (7) и (11) показал, что в их основе лежат временные (время запаздывания помехи и время накрытия сигнала помехой) и вероятностные параметры конфликтного взаимодействия, в том числе P_j . При этом P_j обозначает вероятность подавления символа, с учетом того, что время реакции СОП T_{pr} и геометрии размещения на местности СРС и СОП, не противоречат выполнению условия эффективной постановки ответных помех (1). Вместе с тем специфика расчета P_j может быть самой различной. Кроме того модели (7) и (11) предназначены для идеализированных условий (без затухания радиосигнала(ов)). Поэтому данные модели не позволяют в полной мере оценивать пространственную и временную скрытность СРС с ППРЧ в условиях РЭП.

В работе [14] отмечено, что дальность (радиус) является важным тактическим показателем радиоразведки. Поэтому в качестве одних из показателей дальности радиоразведки в работах [11-13] были приняты следующие величины: радиусы R_θ [11] и R_t [12] зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов передатчиков СРС с ППРЧ соответственно по направлению или по времени прихода. В качестве показателей пространственной и временной скрытности приняты дистанции $(d_{\theta,k})_N$ и $(d_{t,k})_N$ от k -го передатчика СРС с ППРЧ до границы зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов с ППРЧ соответственно по направлению прихода или времени прихода с учетом минимально допустимого отношения сигнал/шум ρ_i . Для краткости принятые показатели далее именуются: дистанция пространственной скрытности $(d_{\theta,k})_N$ и дистанция временной скрытности $(d_{t,k})_N$.

Теоретическая часть

Для устранения вышеупомянутых недостатков существующих моделей (1), (7) и (11) принят ряд уточнений и дополнений, которые приводятся в этом разделе.

Принято ряд допущений, отраженных на рис. 3.

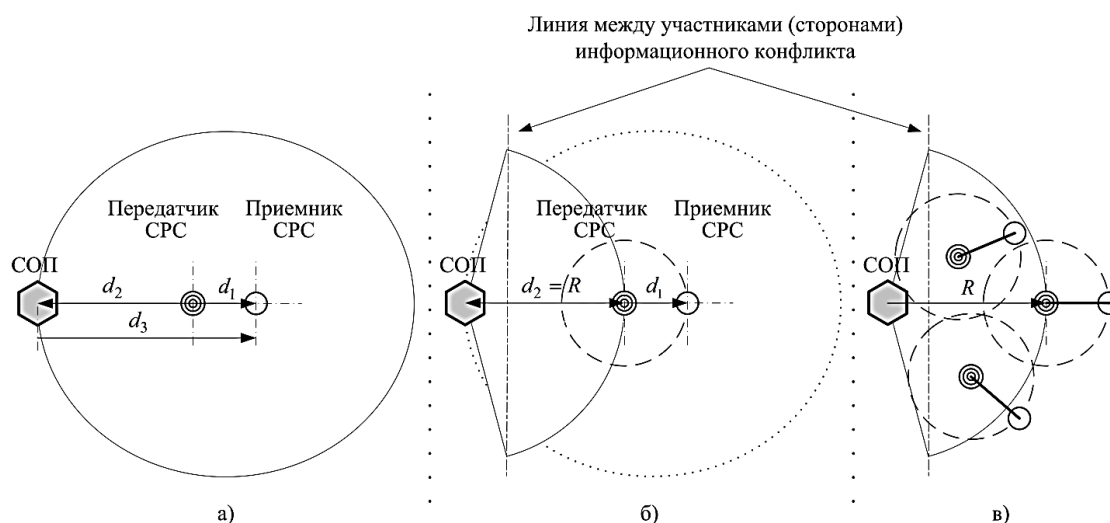


Рис. 4. Переход от эллипса подавления к зоне (сектору) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов передатчиков СРС с ППРЧ по заданному параметру

А именно приняты следующие допущения:

- дистанция d_1 соответствует максимальному расстоянию между передатчиком и приёмником СРС радиолинии с ППРЧ (рис. 3, а)), при котором обеспечивается радиосвязь с заданной вероятностью символьной ошибки;

- дистанция d_2 соответствует минимальному (перифокусному) расстоянию от фокуса (местоположения передатчика СРС) до точки местоположения СОП на границе эллипса (рис. 3, б));

- сумма времени реакции СОП T_{pr} и времени запаздывания помехи (за счет геометрии размещения на местности СРС и СОП) $(d_2 + d_3 - d_1)/c$ меньше эффективной длительности частотного элемента T_d :

$$T_{pr} + (d_2 + d_3 - d_1)/c < T_d.$$

При этих допущениях эллипс вырождается в отрезок прямой (рис. 3, в)), на котором в указанном порядке располагаются СОП, передатчик и приёмник СРС радиолинии с ППРЧ.

Следовательно, верно равенство $d_3 = d_2 + d_1$. С учётом того, что $d_3 = d_2 + d_1$, $T_{pr} + (d_2 + d_3 - d_1)/c < T_d$, после приравнивания d_2 к R , где R обозначает радиус сектора (рис 3, б), 3, в)), $d_2 = R$ из (4) получено:

$$T_{nj} = T_{pr} + \frac{d_2 + d_3 - d_1}{c} = T_{pr} + \frac{2d_2}{c} = T_{pr} + \frac{2R}{c}. \quad (12)$$

Представленная на рис. 3, б) геометрия размещения СОП, передатчика и приёмника СРС с ППРЧ наихудшая с точки зрения СОП, так как ей соответствует максимум времени запаздывания помехи $\max((d_2 + d_3 - d_1)/c) = 2d_2/c$ и минимум коэффициента перекрытия сигнала (ответной помехой) $(1 - \eta)$, $(1 - \eta) = (T_d - T_{nj})/T_d = 1 - T_{nj}/T_d = 1 - (T_{pr} + 2R/c)/T_d$. Соотношение $(T_d - T_{nj})/T_d$ определяет часть символов частотного элемента сигнала с ППРЧ, доступных к подавлению СОП.

Таким образом, согласно (7) и (11) максимуму времени запаздывания помехи $(d_2 + d_3 - d_1)/c = 2d_2/c$ соответствует максимум нижней границы ρ_i . При этом любое другое положение приёмника на окружности радиуса d_1 , отличное от указанного (рис. 3, б)), приводит к уменьшению времени запаздывания помехи $(d_2 + d_3 - d_1)/c$, увеличению коэффициента перекрытия сигнала $(1 - \eta)$ и снижению нижней границы ρ_i . В качестве примера (рис. 3, в)) упрощённо показана зона радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов СРС с ППРЧ по заданному параметру для N радиолиний, $N = 3$, в виде кругового сектора радиуса R , ограниченного условной линией между участниками (сторонами) информационного конфликта.

Разведываемый источник излучения и аппаратура подсистемы радиоразведки СОП могут рассматриваться как элементы одной радиолинии [14]. Исходя из этого, для упрощения анализа пространственных условий радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов СРС с ППРЧ:

- по направлению прихода на рис. 5 приведена блок-схема радиолинии «передатчик СРС – приемный канал многоканального пеленгатора с кольцевой антенной решеткой» [11];

- по времени прихода на рис. 6 приведена блок-схема радиолинии «передатчик СРС – измерительное радиоприемное устройство [12].

При этом блок-схемы, указанные на рис. 5 и 6 разработаны с учётом работ [19–22].

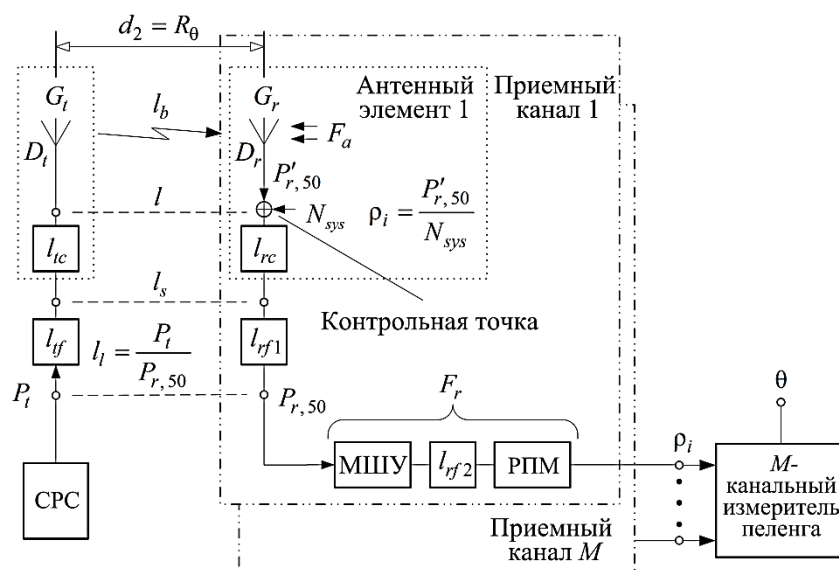


Рис. 5. Блок-схема радиолинии «передатчик СРС – приемный канал многоканального пеленгатора с кольцевой антенной решеткой»

В состав приемного канала многоканального пеленгатора с кольцевой антенной решеткой включены следующие элементы: антенный элемент M -элементной кольцевой антенной решетки; фидер, связанный с потерями l_{rf1} ; малошумящий усилитель (МШУ); фидер снижения, связанный с потерями l_{rf2} ; радиоприемный модуль (РПМ). Выход указанного приемного канала подключен к соответствующему входу M -канального измерителя пеленга. Функциональное назначение многоканального пеленгатора с кольцевой антенной решеткой – оценивание направления прихода θ радиоимпульса (частотного элемента сигнала передатчика СРС с ППРЧ).

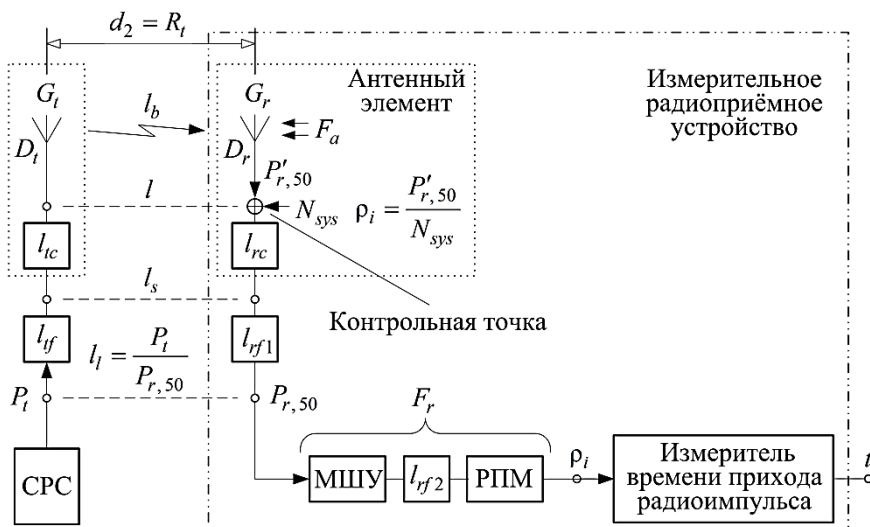


Рис. 6. Блок-схема радиолинии «передатчик СРС – измерительное радиоприёмное устройство»

В состав измерительного радиоприёмного устройства включены следующие элементы: антенна (антенный элемент), фидер, связанный с потерями l_{rf1} , малошумящий усилитель (МШУ), фидер, связанный с потерями l_{rf2} , радиоприёмный модуль (РПМ), оптимальный измеритель времени прихода радиоимпульса (9). Функциональное назначение измерительного радиоприёмного устройства – оценивание времени прихода радиоимпульса (частотного элемента сигнала передатчика СРС с ППРЧ).

Для прогнозирования основных потерь передачи l_b на дистанции d_2 в указанных радиолиниях (см рис. 5 и 6) в работах [11; 12] предложено использовать модель Дж. Эгли (J. Egli) [21; 22]. Данная модель включает эмпирическую частотно-зависимую коррекцию и используется в полосе частот 30–1000 МГц на трассах длиной 1–50 км [23] над неровной земной поверхностью с незначительными колебаниями высот в пределах 15 м [24].

Для упрощения оценки общего рабочего шума (в контрольной точке) модель Эгли с учетом концепции потерь передачи для радиолоний [19] была преобразована к следующему виду [12] (для наглядности виды потерь обозначены горизонтальными одиночными фигурными скобками):

$$\frac{P_t}{P_{r,50}} = \begin{cases} l_{tf} l_{rf} l_{tc} l_{rc} \frac{1}{D_t D_r} \underbrace{\left(\frac{d^2 f}{h_t (9,15 h_r)^{1/2} f_{Egli}} \right)^2}_{l_b}, & 9 > h_r > 2 \\ l_{tf} l_{rf} l_{tc} l_{rc} \frac{1}{D_t D_r} \underbrace{\left(\frac{d^2 f}{h_t h_r f_{Egli}} \right)^2}_{l_b}, & h_r \geq 9 \end{cases} \quad (13)$$

где P_t – мощность радиочастотного сигнала на выходе передатчика СРС, Вт; $P_{r,50}$ – медианное значение мощности сигнала на входе МШУ, Вт; l_{tf} , l_{rf} – потери в фидерах соответственно передающей и приёмной антенн (потери l_{rf} по (15) эквивалентны потерям l_{rf1} (рис. 5)); l_{tc} , l_{rc} – потери в цепях соответственно передающей и приёмной антенн; D_t , D_r – коэффициенты направленного действия соответственно передающей и приёмной антенн (для рассматриваемых направлений распространения и поляризации); d – расстояние между передающей и приёмной антеннами, м; f – несущая частота, Гц; h_t , h_r – высоты электрических центров соответственно передающей и приёмной антенн над земной поверхностью, м; $f_{Egli} = 4 \cdot 10^7$ – эмпирический коэффициент, Гц; l_b – основные потери передачи (в радиолонии); l – потери передачи (в радиолонии); l_s – потери в системе; l_i – общие потери (в радиолонии). При этом эмпирический безразмерный коэффициент «40» [24, 26] в (15) представлен в системе СИ [13] (для устранения несоответствия в размерностях) в следующем виде: $f_{Egli} = 4 \cdot 10^7$, Гц.

СКО мощности принятого сигнала от медианного значения $P_{r,50}$ зависит от частоты [25]: $\sigma = 5 \log f_{(\text{MHz})} - 2$ дБ, где $f_{(\text{MHz})}$ – несущая частота, МГц.

Необходимо отметить, что в работе [26] было получено выражение для нижней границы СКО пеленгования многоканального пеленгатора σ_θ , в составе которого M -элементная кольцевая антенная решетка и идеальная M -канальная радиоприемная система:

$$\sigma_\theta \geq \frac{\lambda}{2\pi r (qM)^{1/2}} = \frac{c}{2\pi f r (qM)^{1/2}}, \quad (14)$$

где λ – длина волны, м; r – радиус кольцевой антенной решетки, м; q – энергетическое отношение сигнал/шум. В [30] отмечается, что для инженерной практики на стадии проектирования и отработки конструкции антенной системы, прежде всего, представляет интерес оценка потенциальной точности пеленгатора.

На основе работ [1] и [26] с учетом [20] была получена уточненная модель [11], в виде следующего уравнения (15). Указанное уравнение позволяет находить радиус R_θ зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов передатчиков СРС с ППРЧ по направлению прихода с учетом пространственных условий радиоразведки:

$$\left(\frac{J}{N} - \frac{2\varepsilon}{\Omega} \right)^{-2} \left(\frac{3c}{\Omega \pi f_{\min} r} \right)^2 (BM)^{-1} \left(T_d - \frac{T_d (P_{s0} - F_{nj})}{P_j (F_j - F_{nj})} - \frac{2R_\theta}{c} \right)^{-1} = \frac{P_t D_t D_r}{k T_0 f_{\text{sys}} B l_{tf} l_{tc}} \left(\frac{h_t h_r f_{Egli}}{R_\theta^2 f} \right)^2. \quad (15)$$

При этом должны выполняться следующие условия: $J > 2\varepsilon N/\Omega$, $N \geq 2$ и $0 < T_{pr} \leq T_d - \frac{T_d(P_{s0} - F_{nj})}{P_j(F_j - F_{nj})} - \frac{2R_\theta}{c}$,

$$d_2 + d_3 - d_1 = 2d_2 \text{ и } d_2 = R_\theta.$$

Вместе с этим на основе работ [1] с учетом [20] была получена модель, в виде уравнения (16). Указанное уравнение позволяет находить радиус R_t зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов передатчиков СРС с ППРЧ по времени прихода с учетом пространственных условий радиоразведки:

$$\frac{54}{\pi^2 B^3 T_d^2 T_{pr}} \left[1 - \left(\frac{T_d(P_{s0} - F_{nj})}{\left(T_d - T_{pr} - \frac{2R_t}{c}\right)(F_j - F_{nj})} \right)^{\frac{1}{N-1}} \right]^{-2} = \frac{P_t G_t D_r}{k T_0 F_{sys} B l_{ff}} \left(\frac{h_t h_r f_{Eglt}}{R_t^2 f} \right)^2. \quad (16)$$

При этом необходимо выполнение условий $T_d(P_{s0} - F_{nj}) < \left(T_d - T_{pr} - \frac{2R_t}{c}\right)(F_j - F_{nj})$, $d_2 + d_3 - d_1 = 2d_2$ и

$$d_2 = R_t.$$

В реальных условиях функционирования системы радиосвязи и СОП число передатчиков СРС с ППРЧ и координаты их местоположений [27, с. 137] в зоне действия СОП меняются с течением времени по некоторым абстрактным законам. Из полученных результатов компьютерного моделирования [11] согласно уточненной модели (15) следует (рис. 8-9), что радиус R_θ зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов с ППРЧ по направлению прихода принимает в зависимости от значения переменной N при прочих равных условиях одно из возможных дискретных значений.

При этом функция $R_\theta = R_\theta(N)$ является убывающей на отрезке $[2; q]$ [11, с. 33]. Максимальное значение $R_\theta(N)$ достигает при значении переменной $N_{\min} = 2$, $\max_{[2; q]} R_\theta(N) = R_\theta(2)$.

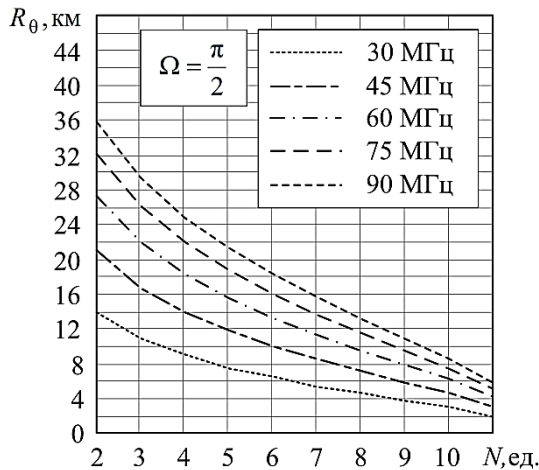


Рис. 7. Зависимость радиуса R_θ зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов передатчиков СРС с ППРЧ по направлению прихода от числа N передатчиков указанных СРС и от наименьшей центральной частоты $f_{\min}$, $\Omega = \pi/2$

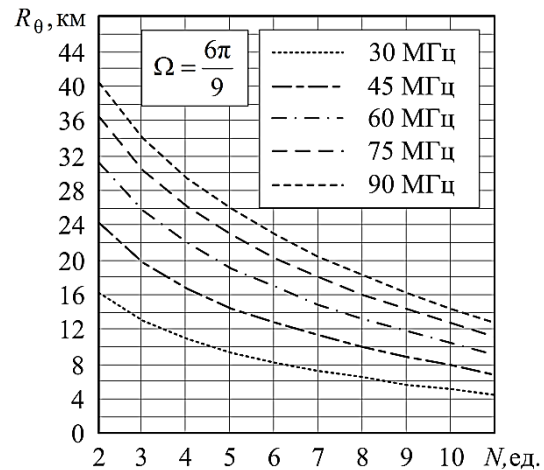


Рис. 8. Зависимость радиуса R_θ зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов передатчиков СРС с ППРЧ по направлению прихода от числа N передатчиков указанных СРС и от наименьшей центральной частоты $f_{\min}$, $\Omega = 6\pi/9$

Согласно модели (15) на рис. 9 представлена иллюстрация [11, с. 30, рис. 4] зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов с ППРЧ по направлению прихода в виде кругового сектора радиуса R_θ .

Согласно принятому допущению [11, с. 30], СОП излучает помеху каждый раз, когда любой частотный элемент сигнала, согласно измерению, прибывает из кругового сектора радиуса R_θ и с углом $2\varepsilon + 6\sigma_\theta$ (рад.), где 2ε — параметр, определяющий размер строба без учета среднего квадратического отклонения σ_θ измерения пеленга на передатчик СРС с ППРЧ.

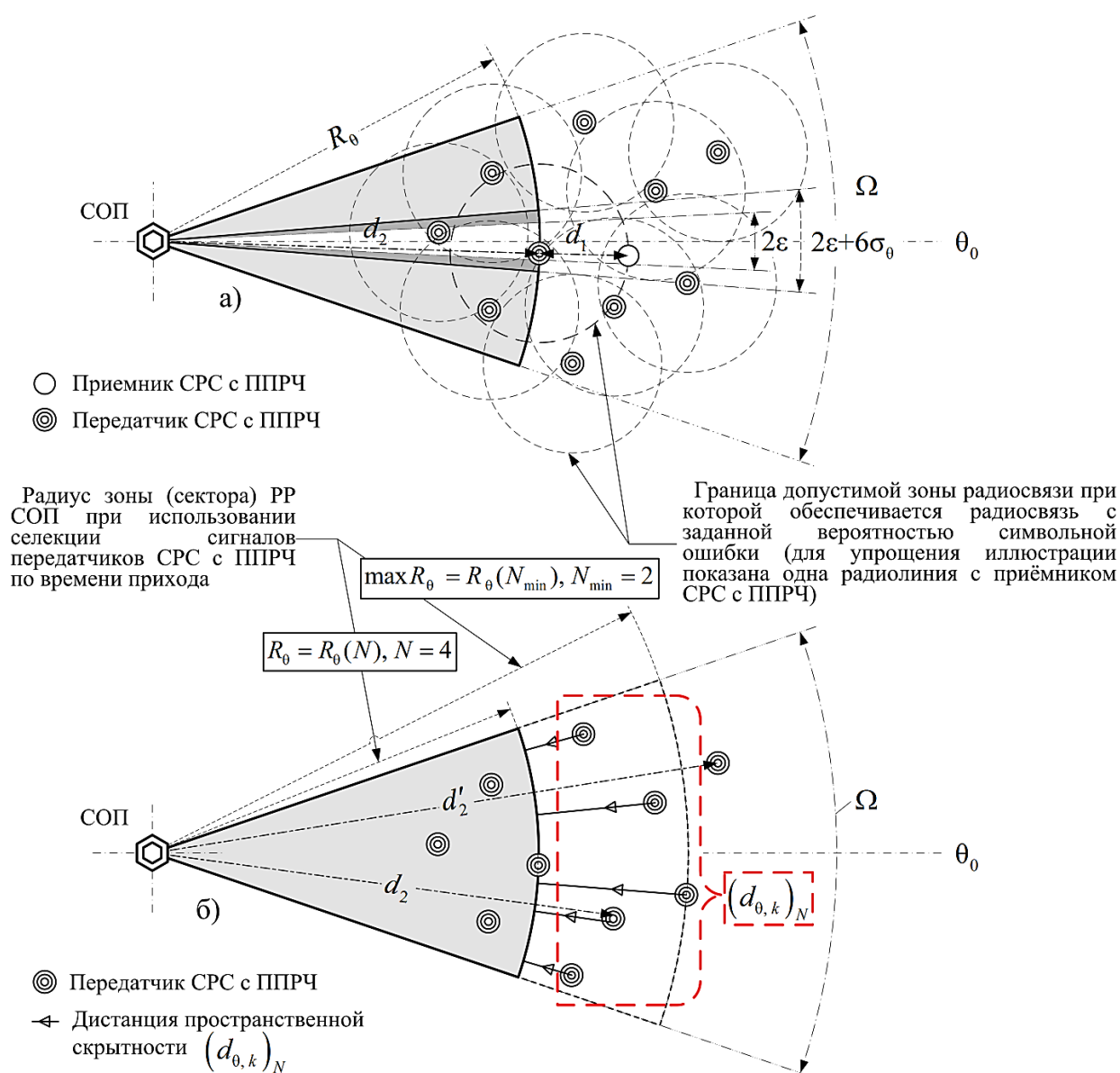


Рис. 9. Иллюстрация зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов с ППРЧ по направлению прихода

На рис. 9, б) представлен пример ($R_0 = R(N), N = 4$) геометрической интерпретации определения дистанции пространственной скрытности $(d_{0,k})_4$ для пяти передатчиков СРС с ППРЧ (см. передатчики имеющие местоположение внутри фигуры, ограниченной штриховой линией красного цвета) от подсистемы радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов с ППРЧ по направлению прихода. Если $d_2 > R_0(2)$ пространственную скрытность передатчика СРС с ППРЧ не определяют (см. в качестве примера d'_2 на рис. 9, б), $d'_2 > R_0(4)$). Передатчики СРС с ППРЧ, размещенные в круговом секторе радиуса $R_0 = R_0(N), N = 4$ и с углом Ω (рад.) пространственной скрытности не имеют.

Заключение

Уточненные модели [11, 12] (15) и (16) позволяют производить оценку параметров зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов передатчиков СРС с ППРЧ соответственно по направлению прихода или по времени прихода. При этом также возможно производить оценку показателей пространственной и временной скрытности передатчика СРС.

В качестве показателей пространственной и временной скрытности приняты дистанции $(d_{0,k})_N$ и $(d_{t,k})_N$ от k -го передатчика СРС с ППРЧ до границы зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов с ППРЧ соответственно по направлению прихода или времени прихода.

При справедливости допущения, что в состав аппаратуры радиоразведки СОП входит M -элементная кольцевая антенная решетка и указанная аппаратура используется для селекции сигналов СРС с ППРЧ по направлению прихода (аналогичным образом [1]) получено выражение (левая часть выражения (15)) для нижней границы отношения сигнал/шум ρ_i на входе приемного канала многоканального пеленгатора с кольцевой антенной решеткой.

Для упрощения анализа пространственных условий радиоразведки СОП предложены две блок-схемы (рис. 5 и 6) радиолинии «аппаратура подсистемы радиоразведки СОП – передатчик СРС с ППРЧ».

Список использованных источников

1. Torrieri, D. J. Fundamental Limitations on Repeater Jamming of Frequency-Hopping Communications / D. J. Torrieri // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 1989. – Vol. 7, №4. – P. 569–575.
2. Torrieri, D. J. Principles of Secure Communication Systems / D. J. Torrieri. – 2nd ed. – Boston : Artech House, 1992. – 576 p.
3. Tadiran CNR-9000. Advanced battle-proven VHF/FM COMSEC/ECCM radio systems for reliable voice and data communications [Electronic resource] // Elbit Systems Ltd. – Mode of access: https://www.elbitsystems.com/sites/default/files/2025-02/cnr-9000-1_0.pdf. – Date of access: 20.05.2026.
4. Рекомендация МСЭ-R P.372-16 (08/2022). Радишум. Женева: МСЭ, 2023. 104 с.
5. Пространственные и вероятностно-временные характеристики эффективности станций ответных помех при подавлении систем радиосвязи / В. И. Борисов [и др.]; под общ. ред. В. И. Борисова. – М. : РадиоСофт, 2008. – 362 с.
6. Тузов Г.И., Сивов В.А., Прытков В.И. [и др.]. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / Под ред. Г.И. Тузова. М.: Радио и связь, 1985. 264 с.
7. Беккиев, А. Ю. Оценка помехозащищенности каналов радиосвязи в условиях действия помех от средств радиоэлектронной борьбы / А. Ю. Беккиев, В. И. Борисов // Радиотехника и электроника. – 2019. – Т. 64, № 9. – С. 891–901.
8. Гордейчук А.Ю., Дворников С.В., Иванов В.А., Русинов М.А., Семисошенко М.А. Оценка помехозащищенности линий радиосвязи в режиме с медленной программной перестройкой рабочей частоты // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 4. С. 36–42.
9. Векшин Ю.Е., Мирошниченко Е.А., Савченко К.Н. Методика оценки помехоустойчивости и алгоритма работы радиорелейных станций в условиях воздействия различного рода радиопомех // I methods. 2019. Т. 11. № 3. С. 1–12.
10. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / Под ред. В.И. Борисова. 2-е изд., перераб. и доп. М.: РадиоСофт, 2008. 512 с.

11. Крейдик, Е. Л. Оценка параметров зоны радиоразведки станции ответных помех при селекции сигналов средств радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты по направлению прихода / Е. Л. Крейдик // Теория и техника радиосвязи. – 2020. – №3. – С. 26–36.
12. Крейдик, Е. Л. Методика оценки временной скрытности средств радиосвязи при множественном доступе в сетях с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты / Е. Л. Крейдик // Радиотехнические и телекоммуникационные системы – 2023 – №3. – С. 29–43.
13. Способ оценки пространственной скрытности средств радиосвязи при множественном доступе в сетях с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты : пат. ВУ 24783 / Е. Л. Крейдик. – Оpubл. 01.05.2026.
14. Атражев М.П., Ильин В.А., Марьин Н.П. Борьба с радиоэлектронными средствами / Под общ. ред. Н.П. Марьина. М.: Воениздат, 1972. 272 с.
15. Обухов А.Н. Частотно-временные аспекты радиопротиводействия радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочих частот: Монография. Домодедово: ВИПК МВД России, 2008. 96 с.
16. Кирсанов, Э. А. Обработка информации в пространственно-распределенных системах радиомониторинга: статистический и нейросетевой подходы / Э. А. Кирсанов, А. А. Сирота. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2012. – 344 с.
17. Asp B., Axell E., Bergström S., Eliardsson P., Hägglund K., Komulainen A., Lindgren T., Stenumgaard P. Metoder för hantering av statiska interferensmiljöer. Rapportnr FOI-R-4780-SE. Stockholm: FOI, Totalförsvarets forskningsinstitut, 2019. 40 s.
18. Fu W., Hu Z. & Li D. A Sorting Algorithm for Multiple Frequency-Hopping Signals in Complex Electromagnetic Environments. Circuits, Systems, and Signal Processing. – 2020. – Vol. 39, Iss. 1.– P. 245–267.
19. Рекомендация МСЭ-R P.341-7 (08/2019). Концепция потерь передачи для радиолиний. Женева: МСЭ, 2020. 9 с.
20. Weiner M.M. Monopole Antennas. New York: Marcel Dekker, Inc., 2003. 721 p.
21. Egli J.J. Radio propagation above 40 MC over irregular terrain // Proceedings of the IRE. 1957. Vol. 45, Iss. 10. P. 1383–1391.
22. Schmid H.F. Prediction Model for Multipath Propagation of Pulse Signals at VHF and UHF over Irregular Terrain // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol. 18, No. 2. P. 253–258.
23. Poisel R. Modern Communications Jamming: Principles and Techniques. 2nd ed. Boston: Artech House, 2011. 894 p.
24. Frater M.R., Ryan M.J. Communications and Information Systems. Canberra: Argos Press, 2002. 333 p.
25. Longley A.G. Location Variability of Transmission Loss Land Mobile and Broadcast Systems. Report no. OTR-76-87. Boulder: Institute for Telecommunication Sciences (ITS), 1976. 25 p.
26. Виноградов А.Д., Дмитриев И.С. Потенциальная точность многоканального пеленгатора с антенной решеткой из ненаправленных не взаимодействующих антенных элементов // Антенны. 2008. № 3. С. 60–63.
27. Уфаев, В. А. Моделирование процессов вскрытия радиосетей с программной перестройкой рабочей частоты по результатам панорамного обзора-пеленгования / В. А. Уфаев, М. П. Беляев, Д. В. Митрофанов // Воздушно-космические силы. Теория и практика. – 2021. – №19. – С. 135–148.

УДК 621.396.7:623.746.4-519

**ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА «СОПРОВОЖДЕНИЕ-ДО-ОБНАРУЖЕНИЯ»
В СПЕЦИАЛИЗИРОВАННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ОБНАРУЖЕНИЯ
БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ**

Д.С. НЕФЁДОВ¹, С.М. КОСТРОМИЦКИЙ²

¹Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
(г. Минск, Беларусь)

²Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: nooff85@mail.ru

Аннотация. Доклад посвящен исследованию метода «сопровождение-до-обнаружения», реализованного в специализированной радиолокационной станции (РЛС) обнаружения беспилотных летательных аппаратов (БПЛА). Метод позволяет повысить дальность обнаружения БПЛА при сохранении приемлемого количества ложных срабатываний РЛС за счет совместного выбора порога первичного обнаружения и параметров алгоритма обнаружения траекторий. Рассмотрены особенности реализации алгоритма обнаружения и сопровождения траекторий в специализированной РЛС обнаружения БПЛА. Получены аналитические выражения для показателей эффективности РЛС, учитывающие взаимное влияние порога первичного обнаружения и параметров алгоритма обнаружения и сопровождения траекторий. На примере типовой двухкоординатной РЛС обнаружения БПЛА продемонстрирована потенциальная возможность увеличения дальности обнаружения до 70 %, что эквивалентно приросту в пороговом отношении сигнал / шум на 9 дБ.

Abstract. The report is devoted to the study of the «Track-before-Detect» method implemented in a specialized radar for detecting unmanned aerial vehicles (UAVs). The method makes it possible to increase the detection range of UAVs while maintaining an acceptable number of false radar alarms by jointly selecting the threshold for initial detection and the parameters of the trajectory detection algorithm. The features of the implementation of the trajectory detection and tracking algorithm in a specialized UAV detection radar are considered. Analytical expressions for radar performance indicators have been obtained, taking into account the mutual influence of the initial detection threshold and the parameters of the trajectory detection and tracking algorithm. Using the example of a typical UAV detection radar, the potential for increasing the detection range to 70 % is demonstrated, which is equivalent to an increase in the threshold signal-to-noise ratio by 9 dB.

Введение

Радиолокационное обнаружение беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) характеризуется рядом особенностей, которые требуют корректировки подходов к построению специализированных радиолокационных станций (РЛС) для их обнаружения. К наиболее существенным особенностям относятся малые значения эффективной поверхности рассеяния, высокая маневренность, малые высоты и скорости полета БПЛА, обнаружение в условиях интенсивных отражений от местных предметов, что требует применения специальных мер повышения дальности обнаружения.

При ограничении излучаемой мощности, определяемой необходимостью обеспечения скрытности и экологичности РЛС, снижение порогового отношения сигнал / шум (порога первичного обнаружения) является наиболее реальным вариантом увеличения дальности обнаружения БПЛА. Основным недостатком данного варианта – значительное возрастание количества ложных превышений порога, борьба с которыми может осуществляться применением различных методов «сопровождение-до-обнаружения». Смысл предлагаемого метода заключается в том, что обнаружение траектории отождествляется с обнаружением цели, а возросшая первичная вероятность ложной тревоги возвращается к приемлемому значению за счет «фильтрующей способности» более «жестких» алгоритмов обнаружения траекторий.

Доклад посвящен рассмотрению совместного влияния порога первичного обнаружения радиолокационных сигналов и параметров алгоритма обнаружения траекторий на показатели эффективности РЛС. В качестве показателей эффективности РЛС рассмотрены условная вероятность ложного обнаружения траектории, среднее количество траекторий, находящихся в обработке РЛС, условная вероятность правильного обнаружения цели и связанная с ней дальность обнаружения.

Описание алгоритма обнаружения и сопровождения траекторий в специализированной РЛС обнаружения БПЛА

Для обнаружения и сопровождения траекторий используется распространенный в практике построения РЛС алгоритм, основанный на методе серийных испытаний (cascaded logic algorithm) [1, 2]. В основе алгоритма лежит последовательная процедура обнаружения и сопровождения траекторий по критерию вида « $2/M + n/N - L_{сбр}$ », предполагающая: завязку траектории по критерию « $2/M$ » – наличие не менее двух обнаруженных отметок, отождествленных с траекторией, в M последовательных циклах обзора; подтверждение траектории по критерию « n/N » – наличие не менее n обнаруженных отметок, отождествленных с траекторией, в N последовательных циклах обзора; сопровождение траектории с возможностью сброса в случае отсутствия обнаруженных отметок, отождествленных с ней, в $L_{сбр}$ последовательных циклах обзора.

Рассматривается специализированная РЛС предназначена для эффективного обнаружения БПЛА, преимущественно малоразмерных и высокоманевренных целей. Эффективное обнаружение БПЛА достигается [3, 4]:

- реализацией максимально возможного времени когерентного накопления, выбранного на основании времени корреляции флуктуаций сигналов, отраженных от БПЛА, и обуславливающего высокую разрешающую способность по скорости;
- снижением порога первичного обнаружения, с целью обеспечения приемлемой условной вероятности правильного обнаружения;
- высоким темпом обзора, достигающим значений вплоть до 0,25...1 с и реализацией сложных процедур междуобзорной обработки.

Перечисленные особенности РЛС определяют принципиальные отличия алгоритма обнаружения траекторий БПЛА, к которым относятся:

- функционирование в условиях большого количества обнаруженных отметок, вызванного снижением порога первичного обнаружения;
- целесообразность использования оценки радиальной скорости цели при формировании корреляционных стробов, позволяющая ограничить их размеры на этапах завязки и подтверждения;
- необходимость отождествления обнаруженных отметок, попавших в пересекающиеся стробы захвата (сопровождения) нескольких траекторий, со всеми из них;
- формирование новых траекторий по всем новым обнаруженным отметкам (в том числе при условии их попадания в стробы захвата и сопровождения каких-либо траекторий).

С учетом изложенных особенностей рассмотрим процедуру обнаружения и сопровождения траектории цели на примере критерия « $2/2 + 3/5 - 2$ ». Для пояснений представлен рисунок 1, иллюстрирующий индикатор «азимут-дальность» 2D РЛС секторного обзора.

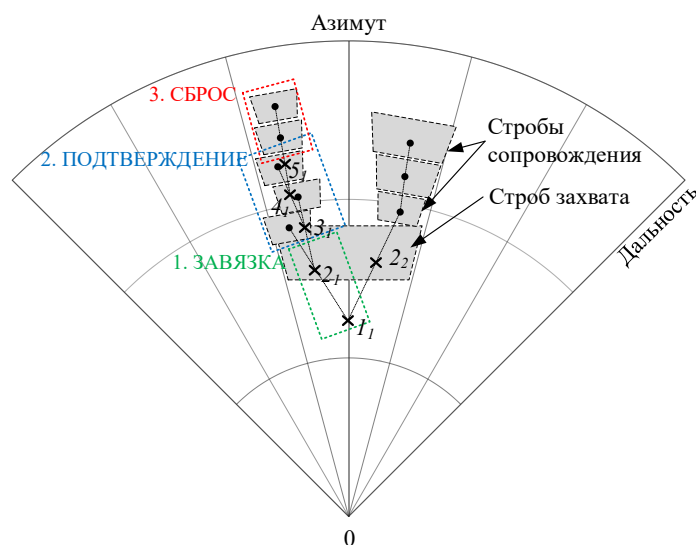


Рис. 1. Изображение индикатора «азимут-дальность» 2D РЛС секторного обзора

Обнаруженная отметка I_1 служит началом новой траектории. На этапе завязки траектории формируется строб захвата, использующий информацию о максимальной, тактически оправданной скорости цели, ошибках первичного измерения дальности, азимута и радиальной скорости цели:

$$\delta r_{\text{захв}} = k_r \sqrt{\sigma_r^2 T_{\text{обз}}^2 + 2\sigma_r^2}; \quad (1)$$

$$\delta \beta_{\text{захв}} = 2 \left(\arctg \left[\frac{T_{\text{обз}} (V_{\text{max}} - \hat{V}_r)}{\hat{r} - 3\sigma_r} \right] + 3\sigma_\beta \right), \quad (2)$$

где k_r – коэффициент уширения стога захвата по дальности; $T_{\text{обз}}$ – цикл обзора – время, соответствующее времени однократного просмотра всех элементов разрешения РЛС; V_{max} – максимальная скорость цели; $\hat{r}, \hat{V}_r$ – оценка дальности и радиальной скорости цели; $\sigma_r, \sigma_\beta, \sigma_{V_r}$ – среднеквадратические ошибки (СКО) оценок дальности, азимута и радиальной скорости цели.

При подтверждении траектории, когда она содержит не менее двух отметок, что позволяет сформировать оценку полного вектора скорости движения цели, формируются стробы сопровождения:

$$\delta r_{\text{сопр}} = k_r \sqrt{\sigma_r^2 T_{\text{обз}}^2 + 2\sigma_r^2}; \quad (3)$$

$$\delta \beta_{\text{сопр}} = k_\beta \sqrt{\sigma_\beta^2 T_{\text{обз}}^2 + 2\sigma_\beta^2}, \quad (4)$$

где k_β – коэффициент уширения стога по азимуту; σ_β – СКО оценки производной азимута.

Центры стробов сопровождения соответствуют экстраполированным координатам цели на следующий цикл обзора, а размеры определяются ошибками измерения дальности, азимута и скорости цели (по двум координатам). Коэффициенты уширения, регулирующие размеры стробов, выбираются в зависимости от помеховой обстановки и необходимости обнаружения возможного маневра сопровождаемой цели.

Отдельное внимание необходимо уделить возможности сопровождения цели по радиальной скорости, как например это реализовано в [5]. В отличие от дальности и азимута, которые определяются фактическим расположением цели в пространстве и изменяются относительно медленно, радиальная скорость, особенно у интенсивно маневрирующего БПЛА, может изменяться довольно быстро. В этом случае подходы к оценке радиального ускорения цели, выбора коэффициентов уширения стробов захвата и сопровождения должны отличаться, что требует рассмотрения в рамках отдельных исследований.

Для получения практических оценок размеров стробов захвата и сопровождения рассмотрим типовую РЛС обнаружения БПЛА X диапазона длин волн с параметрами: $T_{\text{обз}} = 1,5$ с; $\Delta \beta_{0,5} = 10^\circ$ – разрешающая способность по азимуту; $\beta_{\text{max}} = 90^\circ$ – сектор работы РЛС; $r_{\text{max}} = 6000$ м – приборная дальность; $T_n = 82$ мс – время наблюдения что соответствует 2048 импульсам когерентного накопления; $\Delta_f = 12$ Гц ($\Delta_{V_r} = 0,18$ м/с) – разрешающая способность по частоте Доплера (радиальной скорости); $\Delta_r = 15$ м – разрешающая способность по дальности; $N_\Sigma = 1\,972\,800$ – общее количество элементов разрешения (азимут-дальность-радиальная скорость); $\sigma_r = 1,5$ м; $\sigma_\beta = 1^\circ$; $\sigma_{V_r} = 0,02$ м/с соответственно. На основании выражений (1)–(4) можно получить, что при коэффициентах уширения равных 5...7, размеры стробов захвата и сопровождения примерно соответствуют одному элементу разрешения РЛС по дальности и азимуту. Примечательным является существенное ограничение размеров стробов, которое обусловлено использованием оценки радиальной скорости цели. Так, например, сравнивая размер стога захвата по дальности, полученного по выражению (1) с размерами стога захвата, вычисленного при отсутствии оценки радиальной скорости цели ($\delta r_{\text{сопр}} = 2(T_{\text{обз}} V_{\text{max}} + 3\sigma_r) \approx 150$ м при $V_{\text{max}} = 50$ м/с), можно отметить десятикратное уменьшение его размера.

В первом приближении предлагается считать, что размеры стробов сопровождения за несколько смежных циклов обзора РЛС не будут превышать некоторых фиксированных значений, определяемых характеристиками

РЛС, что позволяет получить аналитические выражения для условной вероятности ложного обнаружения траектории для произвольного критерия подтверждения « n / N ».

Оценка показателей эффективности РЛС

В качестве показателей эффективности при определении зависимостей порога первичного обнаружения и параметров алгоритма обнаружения и сопровождения траекторий (вид критерия, размеры стробов захвата и сопровождения и др.) рассматриваются:

- максимальное количество траекторий, находящихся в обработке, характеризующее нагрузку на вычислительные средства РЛС;
- условная вероятность обнаружения ложной траектории, характеризующая устойчивость РЛС к ложным срабатываниям;
- условная вероятность правильного обнаружения цели и связанная с ней дальность обнаружения, характеризующие прирост в эффективности РЛС за счет снижения порога первичного обнаружения.

На основании анализа алгоритма обнаружения и сопровождения траекторий и его особенностей получено выражение для определения максимального количества траекторий, находящихся в обработке РЛС [6]:

$$N_{Tp\max} = (M-1)\bar{N}_{ЛОтм} + N\bar{N}_{ЛПр1} - \sum_{i=N-n+1}^{N-1} (N-i)\bar{N}_{сбр1,i} + L_{\max}\bar{N}_{ЛПр2} - \sum_{i=L_{сбр}}^{L_{\max}-1} (N-i)\bar{N}_{сбр1,i}, \quad (5)$$

где $\bar{N}_{ЛОтм}$ – среднее количество обнаруженных ложных отметок за один цикл обзора; $\bar{N}_{ЛПр1}$, $\bar{N}_{ЛПр2}$ – среднее количество ложных траекторий, прошедших этап завязки и подтверждения соответственно; $\bar{N}_{сбр1,i}$, $i = N-n+1, N-1$ – среднее количество ложных траекторий, сбрасываемых на i -м цикле этапа подтверждения; $\bar{N}_{сбр2,i}$, $i = L_{сбр}, L_{\max}-1$ – среднее количество ложных траекторий, сбрасываемых на i -м цикле этапа сопровождения; $L_{\max}$ – максимальное количество циклов обзора, требуемого для сброса сопровождаемых ложных траекторий, порожденных ложными отметками, обнаруженными на $(i - L_{\max} - N - M)$ -м цикле обзора.

Существенное влияние на количество траекторий, находящихся в обработке РЛС, оказывает порог первичного обнаружения, от которого зависит условная вероятность ложной тревоги в элементе разрешения РЛС и среднее количество обнаруженных ложных отметок за один цикл обзора, а также параметры алгоритма обнаружения и сопровождения траекторий, определяющие среднее количество ложных траекторий, прошедших этапы завязки и подтверждения.

При условии гауссовского шума и равенства условных вероятностей ложной тревоги во всех элементах разрешения РЛС выражение для среднего количества обнаруженных ложных отметок в зоне обзора РЛС за один цикл обзора имеет вид [7, 8]:

$$\bar{N}_{ЛОтм} = N_{\Sigma}F = N_{\Sigma} \exp\left(-\frac{z_*}{k_{сн}\bar{Z}_0}\right). \quad (6)$$

где F – условная вероятность ложной тревоги в элементе разрешения РЛС; z_* – порог первичного обнаружения, выставленный из условия наличия одной ложной отметки в зоне обзора РЛС за цикл обзора; $k_{сн}$ – коэффициент снижения порога первичного обнаружения; $\bar{Z}_0$ – среднее значение квадрата модуля реализации входного воздействия РЛС на выходе квадратичного детектора при отсутствии полезного сигнала.

Среднее количество ложных траекторий, прошедших этап завязки и подтверждения (передаваемых на сопровождение РЛС) определяются соотношениями [6]:

$$\bar{N}_{ЛПp1} = \bar{N}_{ЛОmm} F_{зав} \prod_{j=2}^M \frac{\bar{N}_{ЛОmm} N_{стр.захв_j}}{N_{\Sigma}}, \forall j \in \{2, \dots, M\} : \frac{\bar{N}_{ЛОmm} N_{стр.захв_j}}{N_{\Sigma}} > 1; \quad (7)$$

$$\bar{N}_{ЛПp2} = F_{подтв} \bar{N}_{ЛПp1}, \quad (8)$$

где $F_{зав_i} = 1 - \prod_{j=2}^M \prod_{k=N_{j1,i}}^{N_{j1,i} + N_{стр.захв_j,i}} (1 - F_{k,j})$ – вероятность события, что по i -й ложной отметке, обнаруженной в произвольном цикле обзора, завяжется траектория; $F_{k,j}$ – условная вероятность ложной тревоги в k -м элементе разрешения РЛС на j -м цикле обзора; $N_{j1,i}$ – номер первого элемента разрешения РЛС в строке захвата для i -й отметки на j -м цикле обзора; $N_{стр.захв_j,i}$ – количество элементов разрешения РЛС в строке захвата для i -й отметки на j -м цикле обзора; $F_{подтв} = \sum_{j=n}^N C_N^j F_{стр.сопр}^j (1 - F_{стр.сопр})^{N-j}$ – вероятность того, что ложная траектория после этапа завязки пройдет этап подтверждения; $F_{стр.сопр} = 1 - (1 - F)^{N_{стр.сопр}}$ – вероятность обнаружения не менее одной ложной отметки в строке сопровождения, содержащем $N_{стр.сопр}$ элементов разрешения РЛС.

Условная вероятность обнаружения ложной траектории равна произведению вероятностей:

$$F_{ЛПp} = F F_{зав} F_{подтв}. \quad (9)$$

Условная вероятность правильного обнаружения, для гауссовских флуктуаций комплексных амплитуд отраженного сигнала и шума, определяется выражением [7]:

$$D = F^{\frac{1}{1+\rho}}. \quad (10)$$

где ρ – отношение сигнал / шум на выходе квадратичного детектора устройства обработки отраженного сигнала.

Дальность обнаружения рассчитывается на основании соотношения [7]:

$$r_{обн} = \sqrt[4]{\frac{k}{\rho_{mp}(D, F)}}, \quad (11)$$

где k – коэффициент, зависящий от параметров РЛС и цели; ρ_{mp} – отношение сигнал / шум, требуемое для обнаружения цели с заданными вероятностями D и F .

Оценка возможности снижения порога первичного обнаружения осуществлена на примере двухкоординатной РЛС с параметрами, приведенными выше. Для 1972800 элементов разрешения РЛС значение порога первичного обнаружения, выставленного исходя из общепринятого требования обеспечения одной ложной тревоги в зоне действия РЛС за один цикл обзора, соответствует условной вероятности ложной тревоги в элементе разрешения РЛС $5 \cdot 10^{-7}$. Критерием допустимости снижения порога первичного обнаружения является наличие в среднем одной ложной траектории в зоне обзора РЛС за один цикл обзора. В таблице 1 представлены результаты расчета показателей эффективности, полученные на основании выражений (5)–(11).

Таблица 1. Результаты расчета показателей эффективности РЛС

F	$\bar{N}_{ЛОmm}$	Критерий обнаружения и сопровождения траекторий	$F_{ЛПp}$	$N_{Трmax}$	Прирост в дальности обнаружения, %
$8,0 \cdot 10^{-3}$	$1,6 \cdot 10^4$	«2/2+2/3–3»	$2,3 \cdot 10^{-7}$	$2,0 \cdot 10^4$	32
$4,0 \cdot 10^{-2}$	$8,1 \cdot 10^4$	«2/2+4/5–3»	$2,7 \cdot 10^{-7}$	$1,8 \cdot 10^5$	47
$1 \cdot 10^{-1}$	$2,1 \cdot 10^5$	«2/2+8/10–3»	$3 \cdot 10^{-8}$	$1,5 \cdot 10^6$	60
$1,8 \cdot 10^{-1}$	$3,9 \cdot 10^5$	«2/2+12/15–3»	$5 \cdot 10^{-8}$	$7,9 \cdot 10^6$	70

Как видно из таблицы 1, даже для критерия «2/2+2/3–3» условная вероятность ложной тревоги в элементе разрешения может быть повышена до значения $8 \cdot 10^{-3}$. За счет алгоритма обнаружения траекторий обеспечивается «фильтрация» ложных отметок и обнаружение порядка одной ложной траектории за один цикл обзора. Снижение порога первичного обнаружения увеличивает дальность обнаружения цели до 32 % (при условной вероятности правильного обнаружения 0,9). Максимальное количество траекторий, находящихся в обработке РЛС составляет 20 000. Используя более «жесткий» критерий «2/2+12/15–3» порог обнаружения может быть снижен эквивалентно увеличению условной вероятности ложной тревоги в элементе разрешения РЛС с $5 \cdot 10^{-7}$ до $1,8 \cdot 10^{-1}$. Такое снижение порога обнаружения позволяет добиться увеличения дальности первичного обнаружения цели РЛС до 70 % что эквивалентно выигрышу в отношении сигнал / шум порядка 9 дБ. При этом значительное количество ложных отметок и анализируемых циклов обзора требует существенного повышения производительности вычислительных средств РЛС для обеспечения возможности одновременной обработки $7,9 \cdot 10^6$ траекторий.

Корректность полученных выражений проверена методом математического моделирования с использованием имитационной модели функционирования РЛС, в которой реализован описанный алгоритм обнаружения и сопровождения траекторий. Ложные отметки, формируемые имитационной моделью распределены равномерно в пространстве наблюдения РЛС. Результаты функционирования имитационной модели в виде графиков зависимости среднего количества ложных траекторий, находящихся в обработке РЛС от номера цикла обзора, а также экран индикатора «азимут-дальность» на примере реализации критерия «2/2+2/3–3» и условной вероятности ложной тревоги в элементе разрешения РЛС равной $8,0 \cdot 10^{-3}$ представлены на рисунках 2 и 3.

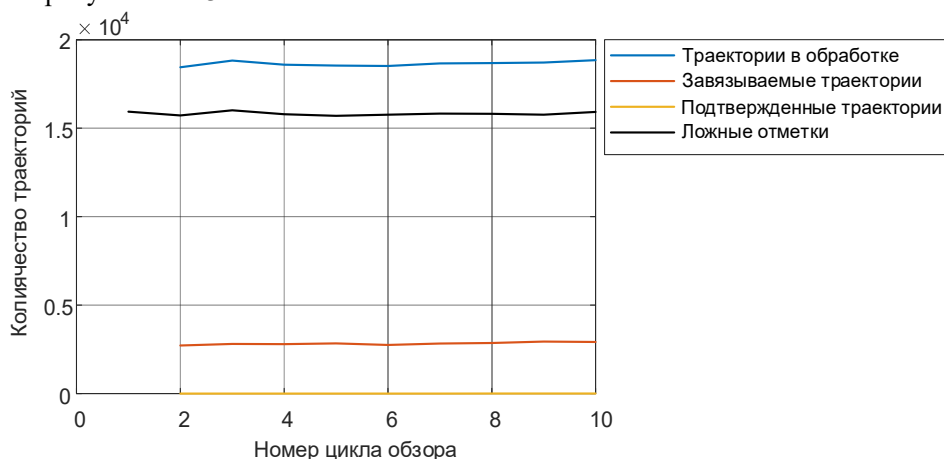


Рис. 2. Зависимости среднего количества ложных траекторий, находящихся в обработке РЛС, от номера цикла обзора

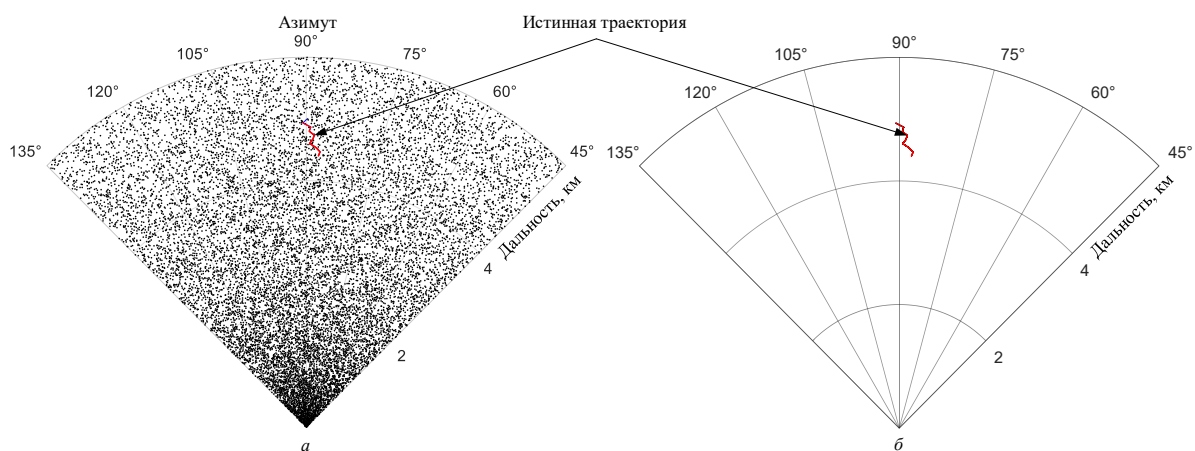


Рис. 3. Изображение индикатора «азимут-дальность» имитационной модели 2D РЛС секторного обзора: а – обнаруженные отметки; б – обнаруженные траектории

Кривые, изображенные на рисунке 2, подтверждают расчетные значения количества ложных отметок и траекторий на различных этапах функционирования алгоритма обнаружения и сопровождения траекторий, представленные в таблице 1. Алгоритм обнаружения и сопровождения траекторий обеспечивает обнаружение траектории истинной цели и фильтрацию ложных траекторий, что подтверждается изображением индикатора «азимут-дальность» имитационной модели 2D РЛС (рисунок 3, б).

Заключение

В докладе представлены результаты исследования метода «сопровождение-до-обнаружения», реализованного в специализированной РЛС обнаружения БПЛА. Применение метода позволяет повысить дальность обнаружения БПЛА, при сохранении приемлемого количества ложных срабатываний РЛС, за счет совместного выбора порога первичного обнаружения и параметров алгоритма обнаружения траекторий.

Получены аналитические зависимости среднего количества траекторий, находящихся в обработке ЭВМ РЛС, и условной вероятности обнаружения ложной траектории от порога первичного обнаружения и параметров алгоритма обнаружения и сопровождения траекторий, по методу серийных испытаний. Аналитические зависимости позволяют определить рациональные значения параметров первичной и вторичной обработки исходя из располагаемых вычислительных возможностей РЛС и требуемых (допустимых) значений показателей эффективности. На примере типовой двухкоординатной РЛС обнаружения БПЛА продемонстрирована возможность увеличения дальности обнаружения до 70 %, эквивалентного приросту порогового отношения сигнал / шум на 9 дБ.

Список использованных источников

1. Кузьмин С.З. Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации. М.: Советское радио, 1974. – 432 с.
2. Справочник по радиолокации / Под ред. М. И. Сколника. Пер. с англ. под общей ред. В. С. Вербы. В 2 книгах. Книга 1. М.: Техносфера, 2014. 672 с.
3. Костромицкий С.М., Нефёдов Д.С. Радиолокационные характеристики микро-БПЛА // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2023. № 3. С. 12–23.
4. Костромицкий С.М., Нефёдов Д.С. Оценка энергетического выигрыша при обнаружении малоразмерных целей методом «сопровождение до обнаружения» // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 3. С. 67–78.
5. Nathanson F.E., Reilly J.P., Cohen M.N. Radar design principles. Signal processing and the environment / New Jersey: SciTech Publishing, 1990. 720 p.
6. Костромицкий С.М., Нефёдов Д.С. Совместный выбор параметров первичной и вторичной обработки сигналов и информации в интересах повышения дальности обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов специализированными радиолокационными станциями / Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXXII Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 21–23 апреля 2026 г.): в 5 т. / Воронежский государственный университет; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2026. – С. 60–70.
7. Охрименко А. Е. Основы радиолокации и РЭБ. М.: Воениздат, 1983. – 456 с.
8. Костромицкий С.М., Артемьев В.М., Нефёдов Д.С. Повышение эквивалентного энергopotенциала обзорных радиолокационных станций методом «обнаружения в результате сопровождения» // Докл. Нац. акад. Наук Беларуси. – 2021. – Т. 65, № 4. – С. 404–411.

УДК 004.94:621.391

КОМПЬЮТЕРНЫЕ МОДЕЛИ АДАПТИВНЫХ СИСТЕМ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА

В.А. ПАЛЫЦЕВ, А.А. БЕЛОУС

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: vitaliy_alex.p@mail.ru, Allexxion1981@gmail.com

Аннотация. Построены и проанализированы компьютерные модели пространственно-временных автокомпенсатора и автокогерентного накопителя в программе MATLAB-SIMULINK.

Abstract. Computer models of the space-time auto compensator and the auto coherent drive in the MATLAB-SIMULINK program are constructed and analyzed.

В РЛС с большой апертурой система междупериодной и междуканальной обработки сигнала на фоне коррелированных помех определяется пространственно-временной (ПВ) матрицей, которую можно представить в виде произведения двух сомножителей [1]

$$\|R_{kl\gamma\lambda}^y\| = \left[E + \left(\|Q_{kl\gamma\lambda}^f\| \cdot \|R_{kl\gamma\lambda}^x\| \right)^{-1} \right]^{-1} \|Q_{kl\gamma\lambda}^f\|, \quad (1)$$

где $\|R_{kl\gamma\lambda}^f\| = \|Q_{kl\gamma\lambda}^f\|$ – первый этап обработки входного сигнала, который определяется ПВ матрицей фона;

$\|R_{kl\gamma\lambda}^x\| = \left[E + \left(\|Q_{kl\gamma\lambda}^f\| \cdot \|R_{kl\gamma\lambda}^x\| \right)^{-1} \right]^{-1}$ – второй этап обработки входного сигнала, который определяется ПВ

матрица полезного сигнала и остатками фона. Учитывая изменения по пространству и времени параметров отраженного сигнала цели и помехи, оптимальная система обработки, согласно выражения (1), должна быть адаптивной, т.е. ее структура и параметры должны подстраиваться под входной сигнал. В настоящее время для решения этой задачи применяют пространственный и временной автокомпенсаторы подавления помехи, а также пространственный и временной автокогерентные накопители полезного сигнала. Недостатком данных технических решений является отсутствие ПВ системы самонастройки (ПВСС), которая бы учитывала пространственно-временную корреляцию сигнала цели и помехи и за счет этого повышала бы эффективность подавления сигнала помехи и накопление полезного сигнала [2,3].

Для проверки работоспособности и эффективности ПВ автокомпенсатора (ПВ-АК) и автокогерентного накопителя (ПВ-АКН) предложена их компьютерная модель в программе MATLAB-SIMULINK (рис. 1). Компьютерная модель включает в себя следующие подсистемы:

- модель формирования пакета из 10 радиоимпульсов цели, помехи и непрерывного шума (Block1);
- модель последовательно включенных пространственного АК (ПАК) и временного АК (ВАК) с коммутируемой ПВ системой самонастройки (ПВ автокомпенсатор);
- модель последовательно включенных пространственного АКН (ПАКН) и временного АКН (ВАКН) с коммутируемой ПВ системой самонастройки (ПВ автокогерентный накопитель);
- средства визуализации результатов моделирования (СВРМ).

Block1 включает цепи формирования пакета радиоимпульсов сигнала цели, помехи и шума. Сигналы с выхода Block1 можно подавать на ПВ автокомпенсатор и ПВ автокогерентный накопитель. Контроль процесса моделирования осуществляется с помощью блоков отображения информации (СВРМ) Score1 и Score2, а также спектроанализаторов Power Spectral Density 1,2,3.

Основной целью моделирования является показать положительный эффект применения ПВ системы самонастройки в ПВ-АК и ПВ-АКН. Моделирование ПВ-АК проводилось в два этапа. При первом этапе из Block1 на вход ПВ-АК с выключенной ПВ системой самонастройки

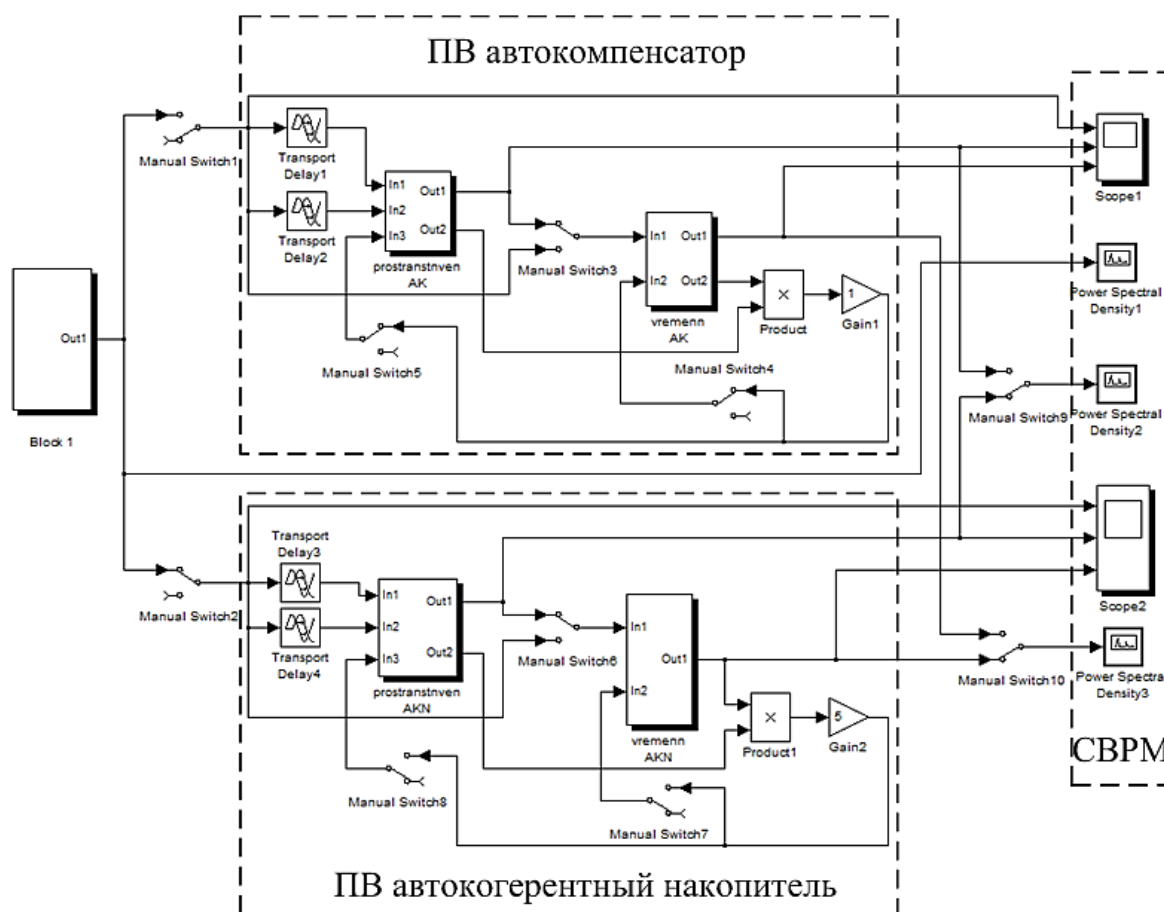


Рис. 1. Компьютерная модель ПВ-АК и ПВ-АКН в программе MATLAB-SIMULINK

подается пакет сигнала помехи и «белый» шум (рис. 2, а, б). Результаты подавления сигнала помехи на выходах пространственного АК и временного АК показаны на рисунках 3, а и 3, д соответственно. Спектр скомпенсированного сигнала помехи на выходе пространственного АК показан на рисунке 3, в, а спектр сигнала на выходе временного АК – на рисунке 3, ж.

При втором этапе процесс моделирования ПВ-АК повторяется, но уже при включенной ПВ системы самонастройки. Результаты подавления сигнала помехи на выходах пространственного АК и временного АК показаны на рисунках 3, б и 3, е соответственно. Спектр скомпенсированного сигнала помехи на выходе пространственного АК показан на рисунке 3, г, а спектр сигнала на выходе временного АК – на рисунке 3, з.

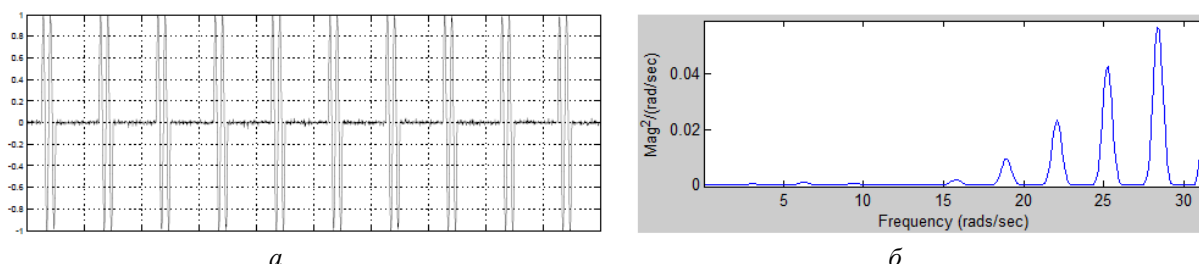


Рис.2. Сигнал с выхода Block1 и его спектр: а – радиосигнал помехи и шума; б – энергетический спектр помехи

Сравнительный анализ спектров сигнала помехи показывает, что при включенной ПВ системы самонастройки гребенчатый спектр помехи на выходе пространственного АК (рис. 3, г) еще сохраняет гребенчатый вид, а на выходе временного АК (рис. 3, з) помеха декоррелируется и имеет вид спектра белого шума. Сравнение спектров (рис 3, ж, з) показывает, что при включении ПВ системы самонастройки мощность помехи уменьшилась с $2 \cdot 10^{-5}$ до $4 \cdot 10^{-6}$ (в 5 раз).

Моделирование ПВ-АКН также проводилось в два этапа. При первом этапе из Block1 на вход ПВ-АК с выключенной ПВ системой самонастройки подается пакет сигнала цели и «белый» шум (рис. 4, а, б).

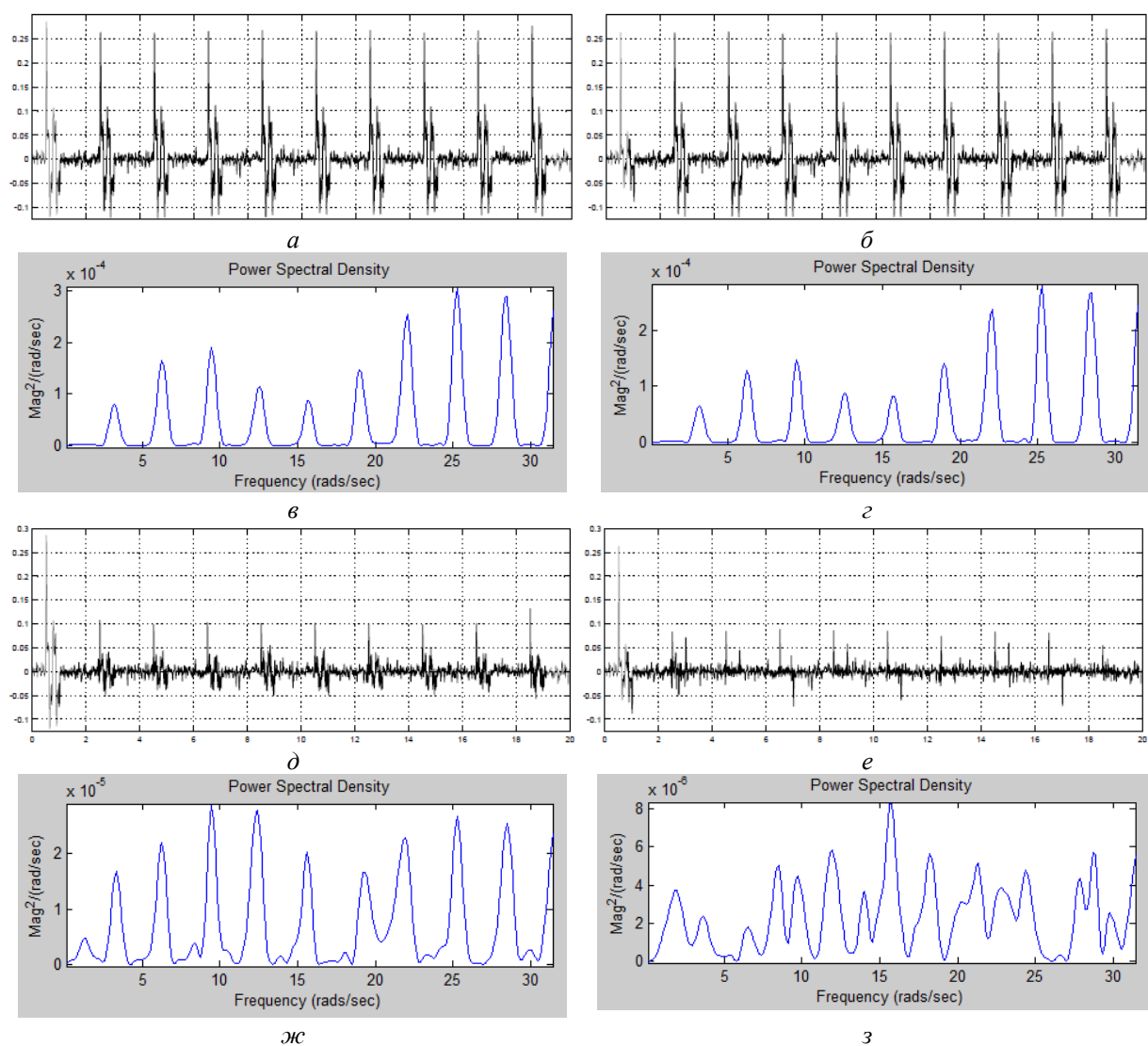


Рис. 3. Сигналы помехи и их спектры: *а* – радиосигнал помехи с выхода ПАК без ПВСС; *б* – радиосигнал помехи с выхода ПАК с ПВСС; *в* – энергетический спектр помехи на выходе ПАК без ПВСС; *г* – энергетический спектр помехи на выходе ПАК с ПВСС; *д* – радиосигнал помехи с выхода ВАК без ПВСС; *е* – радиосигнал помехи с выхода ВАК с ПВСС; *ж* – энергетический спектр помехи на выходе ВАК без ПВСС; *з* – энергетический спектр помехи на выходе ВАК с ПВСС

Результаты накопления сигнала помехи на выходах пространственного АКН и временного АКН показаны на рисунках 4, а и 4, д. Спектр накопленного сигнала цели на выходе пространственного АКН показан на рисунке 4, в, а спектр сигнала на выходе временного АКН – на рисунке 4, ж.

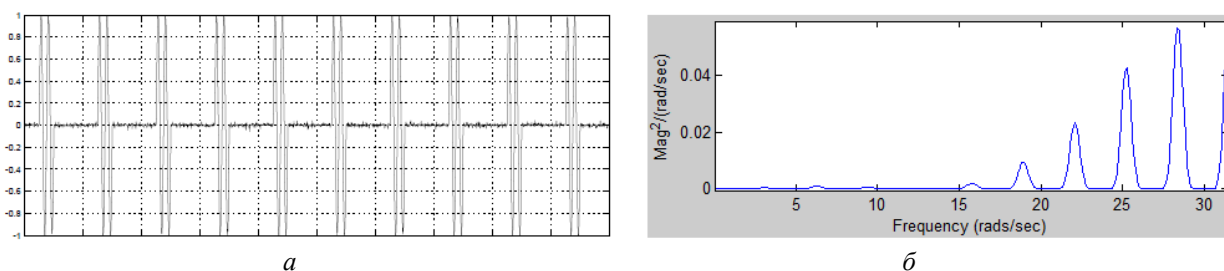


Рис.4. Сигнал с выхода Block1 и его спектр

При втором этапе процесс моделирования ПВ-АК повторяется, но уже при включенной ПВ системы самонастройки. Результаты накопления сигнала цели на выходах пространственного АКН и временного АКН показаны на рисунках 4, б и 4, в соответственно. Спектр накопленного сигнала цели на выходе пространственного АКН показан на рисунке 4, г, а спектр сигнала на выходе временного АКН – на рисунке 4, з.

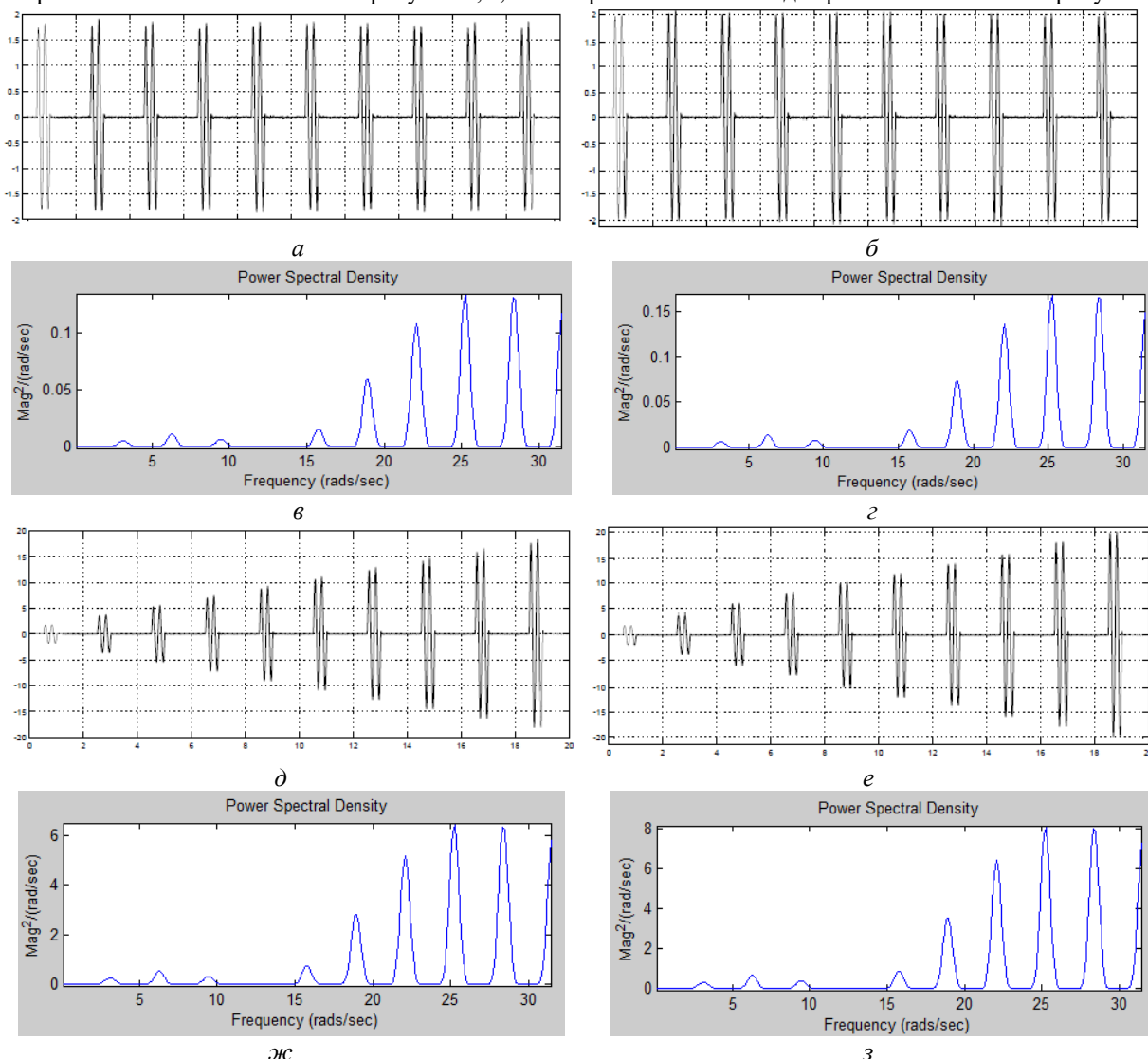


Рис. 4. Сигналы цели и их спектры: а – радиосигнал цели с выхода ПАКН без ПВСС; б – радиосигнал цели с выхода ПАКН с ПВСС; в – энергетический спектр сигнала цели на выходе ПАКН без ПВСС; г – энергетический спектр сигнала цели на выходе ПАКН с ПВСС; д – радиосигнал цели с выхода ВАКН без ПВСС; е – радиосигнал цели с выхода ВАКН с ПВСС; ж – энергетический спектр сигнала цели на выходе ВАКН без ПВСС; з – энергетический спектр сигнала цели на выходе ВАКН с ПВСС

Сравнительный анализ спектров сигнала цели (рис. 4, ж, з) показывает, что при включении ПВ системы самонастройки мощность сигнала цели увеличилась в 1,3 раза.

Применение в ПВ-АК и ПВ-АКН дополнительной ПВ системы самонастройки приводит к увеличению коэффициента компенсации помехи и коэффициента накопления полезного сигнала.

Список использованных источников

1. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и РЭБ. Ч. 1. Основы радиолокации / А.Е. Охрименко. – М.: Воениздат, 1983. – 456 с.
2. Коростелев А.А. Пространственно-временная теория радиосистем: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1987. – 320 с.: ил.
3. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. – М.: Радио и связь, 1986.

УДК 681.586:629.7.058.54

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ О ДВИЖЕНИИ В СИСТЕМАХ НА БАЗЕ МИКРОВОЛНОВЫХ ДАТЧИКОВ RCWL-0516 И ОБЫЧНЫХ PIR-СЕНСОРОВ

А.О. ПУРУС, А.А. ГОЛУБЕВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: sasapurus@gmail.com, koniara602@gmail.com.

Аннотация. Проведён сравнительный анализ радиотехнической системы извлечения информации о движении на основе микроволнового датчика RCWL-0516 (эффект Доплера, 3,18 ГГц) и пассивной инфракрасной (PIR) системы. Разработана экспериментальная установка, включающая оба датчика и микроконтроллерную платформу с регистрацией откликов. Показано, что микроволновая система обеспечивает обнаружение через диэлектрические преграды (гипсокартон, стекло) с вероятностью правильного обнаружения 0,98 при ложной тревоге 0,02, в то время как PIR-сенсор не способен регистрировать движение за препятствиями и чувствителен к тепловым помехам. Результаты могут быть использованы при проектировании охранных и «умных» систем с повышенной скрытностью.

Abstract. A comparative analysis of a radio-technical motion information extraction system based on a microwave Doppler sensor RCWL-0516 (3.18 GHz) and a passive infrared (PIR) system is carried out. An experimental setup including both sensors and a microcontroller platform with response registration is developed. It is shown that the microwave system provides detection through dielectric barriers (drywall, glass) with a probability of correct detection of 0.98 and a false alarm rate of 0.02, while the PIR sensor cannot detect motion behind obstacles and is sensitive to thermal interference. The results can be used in the design of security and smart systems with increased stealth.

Введение

Задачи извлечения информации о наличии и параметрах движения объектов в контролируемом пространстве относятся к числу ключевых в радиотехнических системах охранной сигнализации, «умного дома», мониторинга помещений и робототехники [1]. Наиболее распространёнными массовыми решениями являются пассивные инфракрасные (PIR) датчики, реагирующие на изменение теплового поля. Однако они обладают принципиальными недостатками: не работают через преграды, чувствительны к тепловым засветкам и потоком воздуха [2].

Альтернативой выступают микроволновые (радиоволновые) доплеровские датчики, например RCWL-0516, работающие на частоте 3,18 ГГц. Такие системы реализуют радиотехнический метод извлечения информации об объекте на основе анализа частотного сдвига отражённого сигнала (эффект Доплера). Однако сравнительных количественных оценок их точности в одинаковых условиях по отношению к PIR-сенсорам в доступной литературе недостаточно.

Цель работы — экспериментальное сравнение вероятностных характеристик обнаружения движения двух типов систем: пассивной инфракрасной (HC-SR501) и микроволновой радиотехнической (RCWL-0516).

Методика эксперимента

Для проведения сравнительного анализа была собрана установка, включающая: контроллер Arduino Nano (опрашивает датчики по дискретным выходам с частотой 10 Гц), микроволновый модуль RCWL-0516 (автодинный тип, непрерывное излучение, полоса доплеровских частот 10–150 Гц) и PIR-датчик HC-SR501. Оба датчика размещались в одной точке наблюдения.

Эксперимент проводился в помещении 6×4 м. Использовались два режима:

1. **Прямая видимость** — человек движется в зоне чувствительности (2–5 м от датчиков).
2. **Работа через преграду** — между датчиками и объектом устанавливался лист гипсокартона (12,5 мм) или оконное стекло (4 мм).

Фиксировались: факт срабатывания (логическая «1» на выходе), задержка между моментом начала движения и срабатыванием, а также ложные срабатывания при отсутствии движения. Для каждого режима проведено по 100 тестов. В качестве показателя точности использовалась вероятность правильного обнаружения P_d при заданной вероятности ложной тревоги P_{fa} .

Доплеровский сдвиг частоты для движущегося объекта рассчитывался по формуле:

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} \cos \theta,$$

где v — скорость объекта, λ — длина волны (для 3,18 ГГц $\lambda \approx 0,094$ м), θ — угол между направлением движения и радиолучом.

Результаты и их анализ

В табл. 1 представлены полученные экспериментальные данные.

Таблица 1. Результаты сравнительного тестирования PIR и микроволновой систем

Условия эксперимента	PIR (HC-SR501)	Микроволновый радар (RCWL-0516)
Прямая видимость, P_d	0,95	0,98
Прямая видимость, P_{fa}	0,04	0,02
Задержка срабатывания, мс (прямая видимость)	320 ± 50	40 ± 10
Сквозь гипсокартон, P_d	0,00 (не обнаруживает)	0,96
Сквозь стекло, P_d	0,00 (не обнаруживает)	0,94
Ложные срабатывания от потока воздуха (вентилятор)	0,42	0,01

Как видно из табл. 1, в условиях прямой видимости обе системы демонстрируют высокую вероятность обнаружения, однако микроволновая система превосходит PIR по скорости реакции (40 мс против 320 мс) и имеет вдвое меньший уровень ложных тревог.

При наличии диэлектрической преграды PIR-сенсор полностью теряет работоспособность, поскольку инфракрасное излучение не проникает через непрозрачные материалы. Микроволновая система сохраняет возможность извлечения информации о движении: радиоволна частотой 3,18 ГГц свободно проходит через гипсокартон и стекло, отражаясь от человека. Вероятность правильного обнаружения снижается незначительно — до 0,94–0,96.

Ключевое различие также проявилось при воздействии тепловых и воздушных помех (вентилятор, кондиционер). PIR-система давала ложные тревоги в 42% случаев, тогда как микроволновый датчик практически не реагирует на изменение температуры и потока воздуха.

Характер сигнала радиолокационной системы содержит доплеровскую составляющую, что позволяет дополнительно извлекать информацию о скорости объекта. Например, при движении человека со скоростью 1 м/с под углом $\theta = 0$ доплеровский сдвиг составляет:

$$f_d = \frac{2 \cdot 1}{0,094} \approx 21,3 \text{ Гц.}$$

Эта частота легко выделяется с помощью простого аналогового фильтра или БПФ на микроконтроллере.

Заключение

В результате сравнительного анализа установлено, что радиотехническая система извлечения информации о движении на микроволновом датчике RCWL-0516:

1. Обеспечивает обнаружение движения сквозь диэлектрические преграды (гипсокартон, стекло), где PIR-система неработоспособна.
2. Показывает в 8 раз меньшую задержку срабатывания и вдвое меньший уровень ложных тревог в условиях прямой видимости.
3. Практически не подвержена ложным срабатываниям от тепловых и воздушных помех.
4. Позволяет извлекать дополнительную информацию о скорости объекта по частоте Доплера.

Таким образом, для задач, требующих скрытности, работы за преградами и высокой помехоустойчивости, микроволновая радиотехническая система является предпочтительной. PIR-датчики могут быть рекомендованы только для простых условий прямой видимости с минимальными требованиями к задержке.

Список использованных источников

1. Горбатов, К. Решение «Альфа-прибор» для измерения скорости железнодорожных составов / К. Горбатов, В. Логинов, Ю. Котенев // СВЧ-электроника. — 2020. — №3. — С. 10-16.
2. Прудников, А.Д. Микроволновые доплеровские датчики движения: принципы работы и применение / А.Д. Прудников // Датчики и системы. — 2018. — №5. — С. 22–27.
3. Bistromatics. RCWL-0516 Microwave Radar Motion Sensor Datasheet. – 2017. – 9 p.
4. HC-SR501 PIR Motion Sensor Datasheet. – 2015. – 7 p.
5. Бородин, В.Г. Радиотехнические системы извлечения информации: учеб. пособие / В.Г. Бородин. – М.: Радиотехника, 2019. – 240 с.

УДК 621.391.8:629.056.8

АНАЛИЗ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ ПРИЁМНИКА СПУТНИКОВЫХ СИГНАЛОВ ПОСТРОЕННОГО ПО СИЛЬНО СВЯЗАННОЙ СХЕМЕ КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ

А.А. САНЬКО, М.А. БАСОВ, Т.М. КИЛЕЕВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: nimiz75@mail.ru

Аннотация. В работе представлены результаты исследования помехоустойчивости ГНСС-приемника, реализованного на основе сильно связанной архитектуры комплексирования. Установлено, что применение данной схемы позволяет существенно минимизировать время априорного поиска навигационных сигналов и обеспечить сохранение работоспособности системы в условиях интенсивного воздействия широкополосных помех.

Abstract. The paper presents the results of a study on the noise immunity of a GNSS receiver based on a tightly coupled integration architecture. It is established that the application of this scheme significantly minimizes the a priori search time for navigation signals and ensures the system's operational stability under conditions of intensive broadband interference

Введение

Обеспечение требуемых показателей точности и достоверности навигационных решений накладывает жёсткие ограничения на характеристики бортового оборудования высокоманевренных объектов. В современной практике решение данной задачи базируется на создании интегрированных навигационных систем, объединяющих возможности инерциальных (ИНС) и спутниковых (СНС) навигационных систем.

Синтез робастных алгоритмов навигации становится критически необходимым в условиях сложной помеховой обстановки, сопровождающейся деградацией созвездия СНС, когда число видимых навигационных космических спутников становится меньше минимально требуемого (менее четырех), что делает невозможным получение навигационного решения традиционными методами.

Синергетический эффект интеграции ИНС и СНС в составе комплексной навигационной системы (КНС) обусловлен различной физической природой используемых методов и их комплементарными характеристиками. Реализация алгоритмов совместной обработки избыточной информации позволяет обеспечить динамическую калибровку и компенсацию дрейфов ИНС. Одновременно с этим достигается повышение помехозащищенности и достоверности навигационных решений за счёт статистической фильтрации измерительных шумов, оценивания систематических погрешностей ГНСС-приемника и высокой частоты экстраполяции навигационных параметров [1, 2]. Кроме того, архитектура КНС гарантирует непрерывность навигационного обеспечения в условиях нестабильного приёма сигналов СНС, включая периоды их кратковременного пропадания или функционирования по неполному созвездию [3]. Одним из основных элементов системы КНС является ГНСС-приемник, работающий по слабо связанной или сильно связанной схеме комплексирования.

Постановка задачи

В данной работе ставилась задача по синтезу математической модели ГНСС-приемника диапазона L1 GPS, функционирующего в составе сильно связанной архитектуры КНС, а также количественной оценки его помехоустойчивости при воздействии интенсивных широкополосных помех и времени перехвата спутника.

Решение задачи

Имитационная модель ГНСС-приемника диапазона L1 GPS реализована в программной среде *MATLAB/Simulink* с применением специализированных библиотек *Navigation Toolbox* и *Satellite Communications Toolbox*, что позволило обеспечить высокую достоверность моделирования процессов обработки сигналов в сильно связанной архитектуре КНС.

Формируемые навигационные сигналы моделировались, как аддитивная смесь компонентов на основе структуры сообщения LNAV. В качестве параметров моделирования приняты: тактовая частота C/A-кода (1,023 МГц, P-кода (10,23 МГц), частота дискретизации (38,192 МГц), несущая частота (1575,42 МГц).

В ходе исследования проводилось имитационное моделирование работы приёмника ГНСС при воздействии широкополосной заградительной помехи. Ниже представлены ключевые характеристики моделирования и **настройки тракта первичной обработки**:

Параметры опорного тракта: Тактирование узлов приёмника осуществлялось от имитируемого высокостабильного опорного генератора с номинальной частотой 10 МГц. Системная задержка, обусловленная временем обработки данных в цифровом тракте, составляла 2 мс.

Режимы накопления сигнала: Время когерентного накопления 1 мс, что соответствует длительности одного цикла ПСП (С/А-код). Суммарное время накопления составляло 20 мс, что позволило повысить энергетический потенциал при поиске слабых сигналов.

Процедура поиска в частотной области: Диапазон неопределённости по доплеровскому смещению частоты ± 10 кГц. Дискретизация частотного пространства (шаг поиска) варьировался в пределах 250 и 500 Гц (справочно: для сигналов L1 С/А, шаг поиска в частотном диапазоне составляет 500 Гц или 250 Гц).

Критерий обнаружения сигнала: Принятие решения о наличии полезного сигнала в канале коррелятора осуществлялось по пороговому правилу. Порог обнаружения устанавливался исходя из условия превышения уровня $SNR_k \geq 1$, где SNR_k представляет собой нормированное отношение амплитуды максимального корреляционного пика к среднеквадратическому отклонению (СКО) шума, рассчитанному в заданном частотном диапазоне поиска.

Параметры сигнально-помеховой смеси:

Спутниковая группировка: Моделировалось созвездие из 4-х космических аппаратов, обеспечивающее минимально необходимый геометрический фактор для решения навигационной задачи.

Шумовой фон: Уровень собственной тепловой мощности шума приёмного тракта был принят на уровне -130 дБВт.

Входное отношение сигнал/шум SNR_{vx} : С учётом воздействия внешних дестабилизирующих факторов, отношение мощности сигнала к мощности помехи на выходе антенной системы варьировалось в диапазоне от -5 до -30 дБ.

Модель помеховой обстановки: Дegradiрующее воздействие имитировалось путём наложения широкополосной заградительной помехи, представляющей собой аддитивный белый гауссовский шум (AWGN) с управляемой спектральной плотностью мощности. Данный подход позволил воспроизвести условия эксплуатации приёмника в сложной электромагнитной обстановке при воздействии интенсивных шумовых помех. Данная конфигурация позволяет адекватно оценить помехоустойчивость алгоритмов поиска и слежения в условиях интенсивного шумового противодействия, характерного для применения средств РЭБ или преднамеренных помех.

Процедура поиска была реализована на основе алгоритма параллельного кодово-фазового поиска с применением быстрого преобразования Фурье. Данный подход позволяет осуществлять анализ всей области частотной неопределённости в рамках одного цикла накопления данных, что существенно сокращает вычислительные затраты по сравнению с последовательным методом.

На рис. 1 приведены результаты имитационного моделирования работы приёмника, реализующего слабосвязанную схему комплексирования (при стандартном диапазоне частотного поиска ± 10 кГц). Анализ полученных данных показывает, что критический порог функционирования достигается при снижении входного отношения сигнал/шум до уровня -25 (-26) дБ, в данных условиях алгоритм поиска не обеспечивает захват минимально необходимого созвездия НС. Математическое ожидание времени поиска при шаге дискретизации частот $\Delta f = 500$ Гц, составило $T_p = 4$ с, в то время как детализация шага до $\Delta f = 250$ Гц, привела к увеличению временных затрат до $T_p = 12$ с.

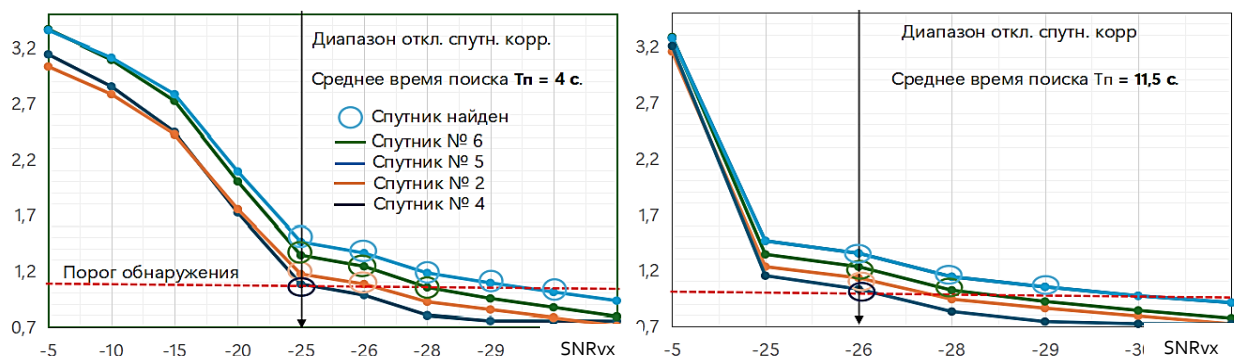


Рис.1. Зависимость выходного отношения сигнал/шум в корреляторе SNR_k от входного отношения сигнал/шум SNR_{vx} , для алгоритма поиска приёмника со слабо связанной схемой комплексирования

Результаты второй части моделирования представлены на рис.2.

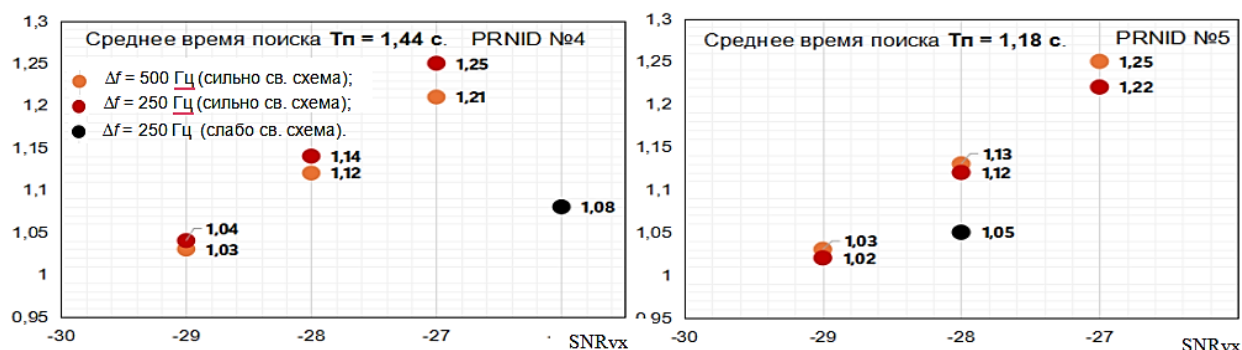


Рис.2. Зависимость выходного отношения сигнал/шум в корреляторе SNRk от входного отношения сигнал/шум SNRvx, для алгоритма поиска приёмника со сильно связанной схемой комплексирования

Сравнительный анализ характеристик (рис. 2) показал, что переход к сильно связанной схеме комплексирования с использованием априорных данных от ИНС обеспечивает существенное улучшение тактико-технических характеристик приёмника. Сужение области частотной неопределённости до ± 250 и ± 500 Гц, относительно прогнозируемого доплеровского смещения позволило достичь следующих результатов:

- сокращение временных затрат на поиск: время захвата сигналов снизилось на порядок с 11,5 с до 1,12 с при шаге поиска 250 Гц и почти в 4 раза при 500 Гц. Унификация времени поиска для различных шагов объясняется переходом к анализу узкого частотного окна, где вычислительная нагрузка перестаёт быть доминирующим фактором;
- повышение помехоустойчивости: пороговое значение входного отношения сигнал/шум SNR_{vx} , при котором сохраняется работоспособность системы, для сильно связанной схемы составило -31 дБ, что на 5-6 дБ выше показателя слабо связанной схемы (-25... -26 дБ);
- живучесть системы: в отличие от классического метода, требующего созвездия минимум из четырех НС, сильно связанная архитектура сохраняет возможность коррекции навигационного решения даже при видимости единичного спутника, что критически важно в условиях интенсивной работы систем РЭБ.

Заключение

Проведённое исследование подтвердило преимущество использования сильно связанной архитектуры комплексирования ГНСС-приёмника с инерциальной навигационной системой в условиях интенсивного радиоэлектронного противодействия. Результаты моделирования обладают практической значимостью и рекомендуются к внедрению в рамках опытно-конструкторских работ по созданию перспективных помехозащищённых навигационных модулей, а также при модернизации существующих образцов специальной техники и вооружения.

Список использованных источников

1. Г.И. Емельянцева, А.П. Степанов Интегрированные инерциально-спутниковые системы ориентации и навигации / Под общей ред. акад. РАН В.Г. Пешехонова - СПб.: ГИЦ РФ АО "Концерн "ЦНИИ "Электронприбор", 2016. - 394 с.
2. Фомичев А.А., Колчев А.Б., Ларионов П.В., Пугачев Р.В., Успенский В.Б. Комплексирование информации в интегрированной навигационной системе при неполном рабочем созвездии спутников // Гирокоспия и навигация. — 2007. — № 1. — С. 3–15.
3. Victor Canepa and Pablo Servidia. Design and evaluation of INS/GNSS loose and tight coupling applied to launch vehicle integrated navigation. Metascience in Aerospace, 1(1): 66–109.

УДК 004.451.622-047.58

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕДАЧИ СООБЩЕНИЙ ПО БАЗОВОЙ ЧАСТИ ПРОТОКОЛА «ОЛИВИЯ» НА ЯЗЫКЕ LabVIEW

Ф.А. ЦВЕТКОВ, В.А. МИХАЙЛОВСКИЙ, В.В. ВАСИЛЬЕВ

*Южный федеральный университет
(г. Ростов-на-Дону, Таганрог, Россия)*

E-mail: facvetkov@sfsedu.ru

Аннотация. Выполнено моделирование передачи текстовых сообщений по базовой части протокола «Оливия», не охватывающее процесс частотно-временной синхронизации в приемнике. Описаны формирование сигнала передатчика и обработка сигнала в приемнике. Разработана программная модель на языке LabVIEW, выполняющая расчет битовой ошибки передачи блока из 5 текстовых символов при разной ширине спектра помехи в виде аддитивного гауссова шума. Получены оценки битовой ошибки (BER).

Благодарности: Материалы статьи подготовлены при поддержке проекта № ВнГр/23-01-РТ «Исследование программно определяемых радиосистем» в Южном федеральном университете.

Annotation. The simulation of text message transmission using the basic part of the Olivia protocol has been performed, which does not cover the process of time-frequency synchronization in the receiver. The signal generation of the transmitter and the signal processing in the receiver are described. A software model in the LabVIEW language has been developed that calculates the bit error of transmitting a block of 5 text characters at different widths of the interference spectrum in the form of additive Gaussian noise. Estimates of the bit error (BER) have been obtained.

Acknowledgements: The materials of the article were prepared with the support of the № ВнГр/23-01-РТ project «Research of software-defined radio systems» at the Southern Federal University.

Введение

В практике радиосвязи, особенно радиолюбительской, наряду с несколькими видами протоколов формирования передаваемых сигналов используется и протокол, обозначаемый как «Оливия». Протокол был разработан радиолюбителем Павлом Ялохой (Pawel Jalocho, SP9VRC) в 2004 г. и впервые испытан в 2005 г. [1, 2]. При этом отмечалась высокая помехоустойчивость канала связи с этим протоколом: возможен прием текстовых сообщений при отношении сигнал/шум (ОСШ) порядка (-10 ... -14) дБ.

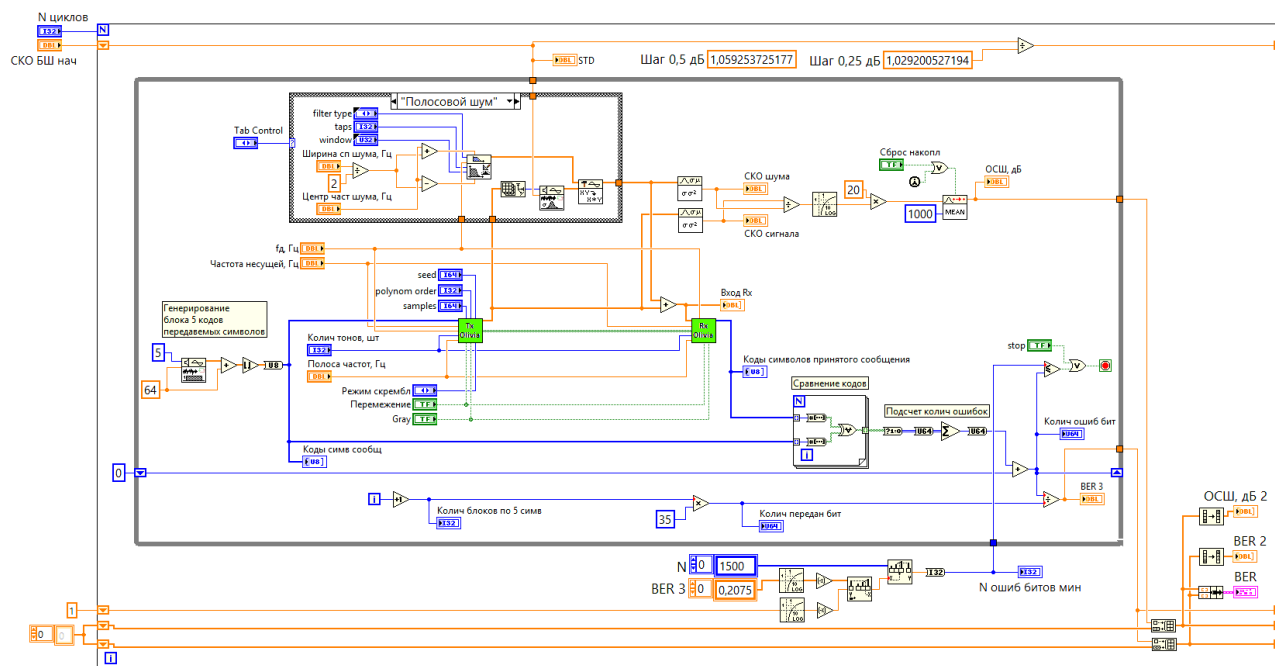
Хотя официальное описание протокола «Оливия» и не опубликовано, имеется несколько версий открытого программного обеспечения для трансиверов с указаниями по его использованию на коротковолновом диапазоне [3, 4, 5]. Типично передаваемое сообщение вводится с клавиатуры компьютера, в нем оно преобразуется в последовательность отсчетов в звуковом диапазоне частот, преобразуется в звуковой карте компьютера в аналоговый звуковой сигнал и подается на аналоговый вход передатчика трансивера. Принятый приемником трансивера радиосигнал переносится в звуковой диапазон и с аналогового выхода приемника подается на вход звуковой карты, в которой преобразуется в последовательность отсчетов. Их обработка дает символы переданного текстового сообщения, выводимого на экран компьютера.

Количественные оценки помехоустойчивости протокола «Оливия» для фиксированных параметров канала передачи в литературе практически не приводятся. Поэтому с целью ее оценки было выполнено численное моделирование на языке LabVIEW модуля формирования сигнала (передающая сторона), линии передачи с аддитивным гауссовым белым шумом (АГБШ) и модуля демодуляции (приемная сторона). Для упрощения модели модуль синхронизации приемника не моделировался, т.е. частотно-временное смещение сигнала на входе приемника отсутствовало, а передаваемое сообщение состояло из одного блока из 5 текстовых символов с 7-битовыми кодами (0 ... 127).

Основная часть

При моделировании задавался типовой набор параметров сигнала «Оливия»: множественная частотная манипуляция (MFSK) с количеством тонов 32, центральная частота – 1500 Гц, полоса частот – 1000 Гц, длительность тона – 32 мс, частота дискретизации – 8 кГц, количество текстовых символов в блоке – 5, количество отсчетов в функциях Уолша-Адамара в узле прямой коррекции ошибок (FEC) – 64, скремблирующий

Функциональная диаграмма, разработанная программы, моделирующей передачу сообщений по протоколу «Оливия», показана на рис. 1.



Программа реализована в виде двух вложенных циклов: внешнего и внутреннего. Внешний цикл делает повторные расчеты BER при увеличивающемся на 0,25 дБ ОСШ. Количество итераций до 20, при этом достигается снижение BER до менее 10^{-6} . Внутренний цикл обеспечивает расчеты при сочетании случайной последовательности 5 кодов и случайного шума и повторяется многократно до достижения некоторого суммарного количества ошибочных бит (N ошибок). По мере снижения BER это количество также уменьшается от 1500 до 10, что позволяет получить какую-то надежность результатов расчетов за приемлемое время моделирования.

Подпрограмма «Tx Olivia» формирует передаваемый сигнал по последовательности из пяти передаваемых текстовых символов (их кодов). «Rx Olivia» обрабатывает принятый сигнал для получения последовательности из пяти переданных текстовых символов (кодов). При передаче сигнала от «Tx Olivia» к «Rx Olivia» к нему добавляется гауссов шум – широкополосный (АГБШ) или полосовой, параметры спектральной плотности которого задаются с лицевой панели программы.

Блок из пяти передаваемых текстовых символов генерируется как псевдослучайная последовательность из пяти цифровых кодов в диапазоне 0 ... 127. Эти коды затем побитно сравниваются с кодами на выходе «Rx Olivia», и вычисляется количество не совпавших бит. Одновременно рассчитывается общее количество переданных бит. Отношение количества не совпавших к количеству переданных бит принимается за оценку BER. Оценки BER и ОСШ накапливаются в виде массивов, по которым строится график BER(ОСШ).

Подпрограмма «Tx Olivia»

По передаваемым 5 числам (коды символов сообщений) сначала формируются спектры будущих пяти функций Уолша из 64-х составляющих, причем 63 составляющие нулевые и только одна имеет значение +1 или -1: если код передаваемого числа меньше 64, то составляющая имеет значение +1 и располагается на позиции с номером, равным коду числа; если код числа больше 63, то соответствующая ему составляющая спектра имеет значение -1 и располагается на позиции с номером, равным коду числа минус 64. Пример получаемых спектров показан на рис. 2. Затем по каждому из этих спектров обратным преобразованием Уолша-Адамара рассчитываются сами функции Уолша-Адамара, также показанные на рис. 2.

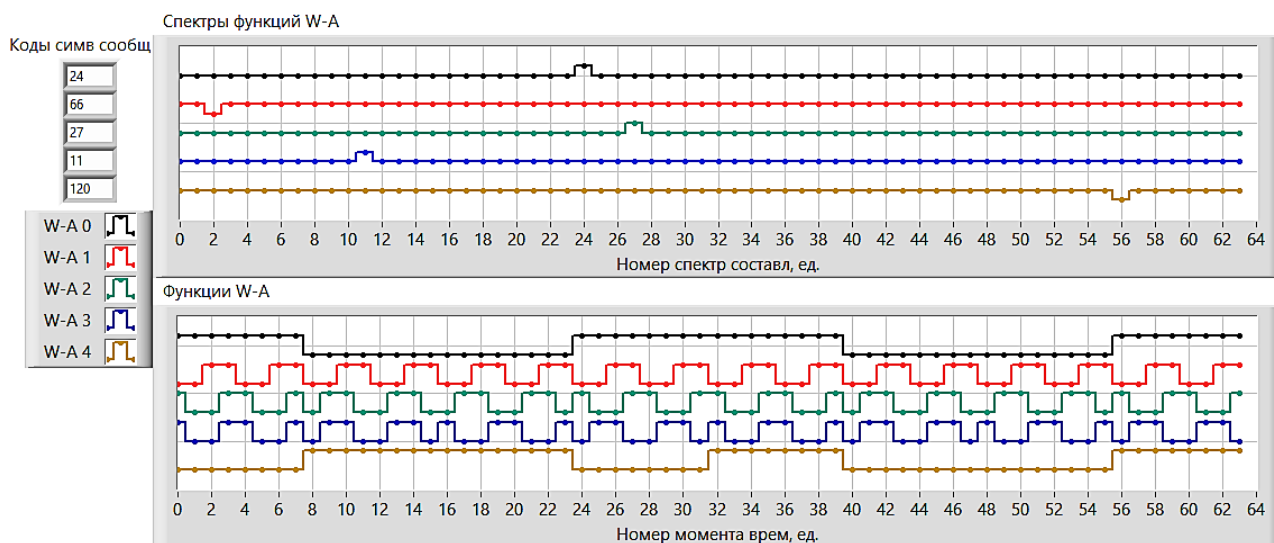


Рис. 2. Передаваемые коды, спектры и функции Уолша-Адамара

На рис.3 показаны булевы образы этих Функций Уолша-Адамара. Они подвергаются скремблированию выполнением операции XOR со скремблирующими функциями, также показанными на рис. 3. Полученные после скремблирования функции $w_{0...1}$ подаются на перемежитель битов, на выходе которого получают 5 64-битовых последовательностей «Перемеженные Тх» (см. рис. 3).

Чтение столбцов 2-мерного массива «Перемеженные Тх» слева-направо дает последовательность 5-битовых кодов: 19, 13, 7, 0, 16, ..., 4, 20, 31, 2, 5 (всего 64 кода). Эти коды проходят через преобразователь Грэя. Коды на его выходе являются номерами тонов MFSK, по которым формируется выходной сигнал «Выход Тх» как последовательность наложенных один на другой 64 тонов длительностью по 32 мс каждый. Особенностью является генерирование тона удвоенной длительности с взвешиванием его окном, опубликованном в оригинальной версии протокола. На рис. 4 показан для примера сгенерированный взвешенный тон длиной 512 отсчетов при частоте дискретизации 8 кГц.

Очередной тон «накладывается» на него со сдвигом на 256 отсчетов, т.е. спадание амплитуды предыдущего тона происходит одновременно с возрастанием амплитуды очередного тона. В результате передача 5 текстовых символов (35 бит) происходит за 2,048 с в полосе частот 1 кГц.

На рис. 5 показан полный сигнал передачи некоторых 5 символов, а на рис.6 – его фрагмент, содержащий 4 тона из 64.

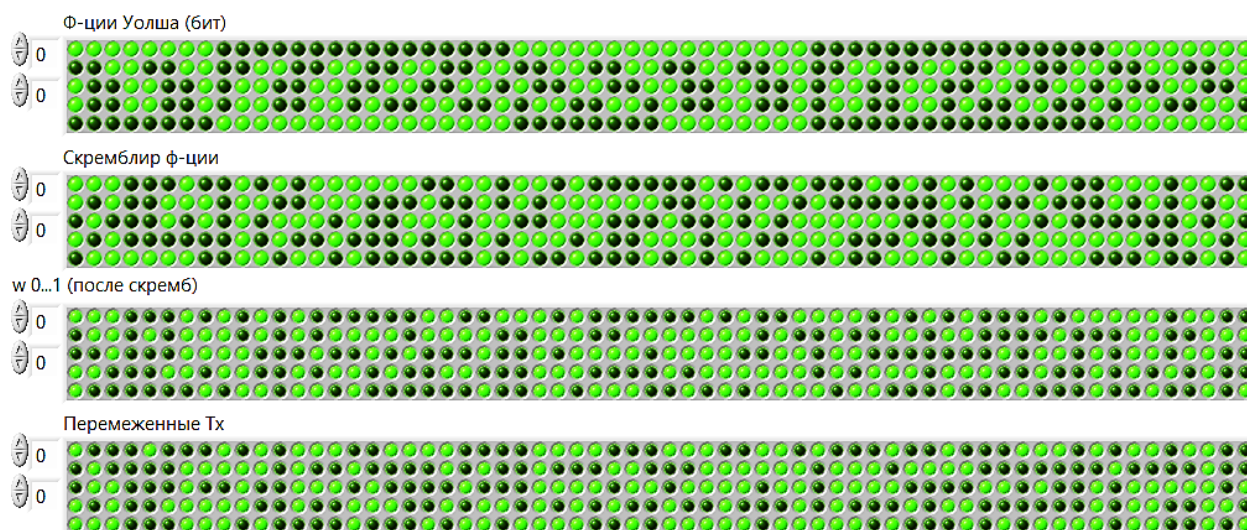


Рис. 3. Булевы образы функций: Уолша-Адамара, скремблирующих, $w_{0...1}$ и перемеженных

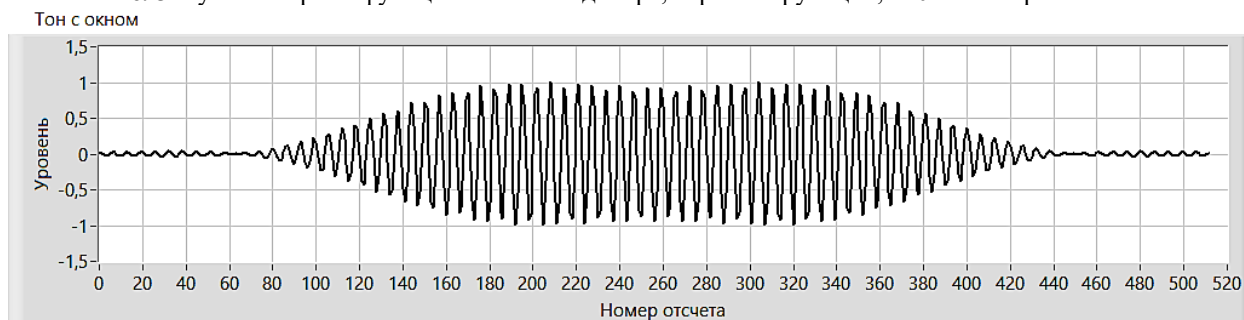


Рис. 4. Сгенерированный взвешенный тон

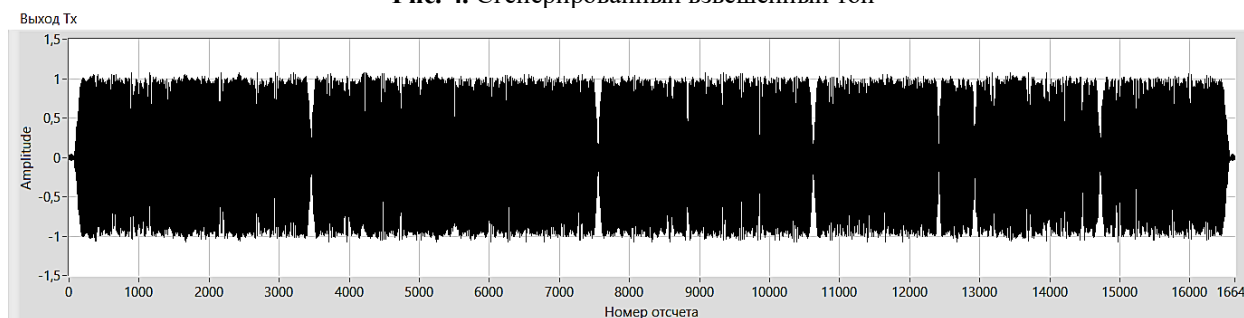


Рис. 5. Полный сигнал передачи некоторых 5 символов

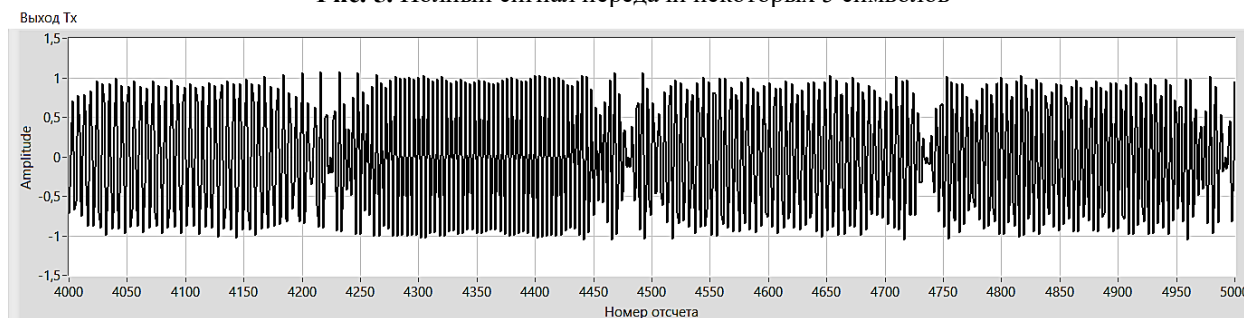


Рис. 6. Фрагмент полного сигнала передачи некоторых 5 символов

Подпрограмма «Rx Olivia»

Подпрограмма «Rx Olivia» реализует упрощенный алгоритм обработки поступающего на нее сигнала:

- не содержит частотно-временной синхронизации;
- применяет «жесткие», а не «мягкие» алгоритмы принятия решений.

Поэтому данная модель протокола «Оливия» должна рассматриваться как «Предварительная», ставящая целью показать работоспособность алгоритма. Более полная модель должна включать в себя временную синхронизацию, коррекцию настройки на частоту несущей, компенсацию неодинаковости частот дискретизации в звуковых картах компьютеров передатчика и приемника, применение «мягких» алгоритмов принятия решений и др.

Из поступившего сигнала удаляются первые 128 отсчетов, а из оставшейся части последовательно «вырезаются» 64 фрагмента по 256 отсчетов. По каждому фрагменту вычисляется его Фурье-спектр. На рис. 7 показан некоторый фрагмент поступившего сигнала, а на рис. 8 – его амплитудный Фурье-спектр.

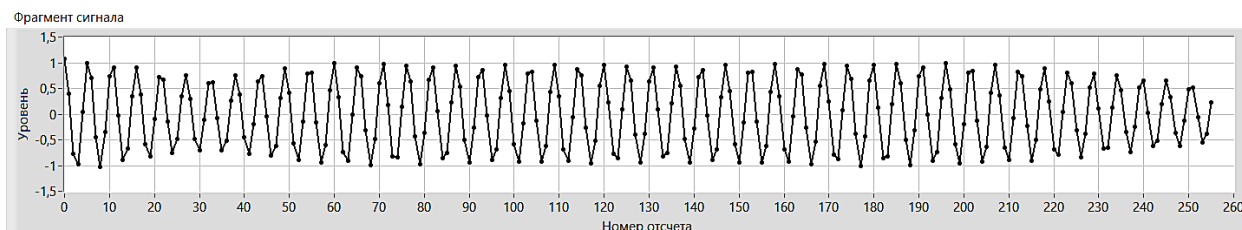


Рис. 7. Фрагмент полного сигнала для вычисления БПФ-спектра

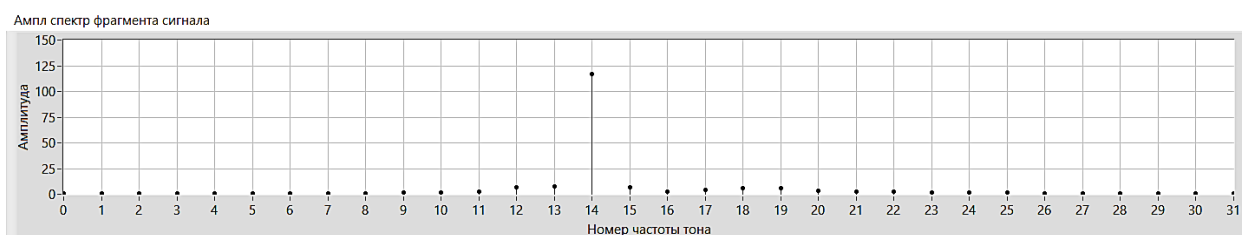


Рис. 8. Амплитудный БПФ-спектр фрагмента

По полученному спектру определяется номер составляющей с максимальной амплитудой. В данном случае это – 14. В итоге по Фурье-спектрам всех 64 фрагментов получаются 64 номера составляющих с максимальной амплитудой, т.е. выполнена MFSK-демодуляция. Полученные коды пропускаются через обратный преобразователь Грэя. По этим кодам строится двумерный булев массив, который должен быть копией массива «Перемеженные Тх» на рис. 3. После чего последовательно выполняются операции дегермежевания и дескремблирования. В результате получится двумерный массив 5x64, каждая строка которого содержит 64 отсчета функции Уолша-Адамара (предполагается замена: логический 0 – значение отсчета -1, логическая 1 – значение отсчета +1). Для каждой полученной функции Уолша-Адамара вычисляется прямое преобразование Уолша. Вид функций Уолша-Адамара и их спектры аналогичны показанным на рис. 2.

В каждом полученном спектре Уолша определяется номер спектральной составляющей максимальной по модулю и ее знак. Номер составляющей преобразуется в код переданного символа (в зависимости от знака составляющей к номеру добавляется 0 или 64). Результатом являются коды пяти переданных символов.

Результаты работы программной модели

Описанная выше модель канала связи по протоколу «Оливия» использовалась для расчета BER при наличии шума АГБШ (полоса частот 0 ... 4 кГц) и полосового шума с центральной частотой 1,5 кГц и различной шириной спектра. Параметры канала передачи: частота дискретизации – 8 кГц, центральная частота MFSK – 1,5 кГц, полоса частот MFSK – 1 кГц, длительность тона – 32 мс, количество тонов – 32, смещение по времени – 0, смещение по частоте – 0, количество передаваемых кодов символов – 5, характер передаваемых кодов – псевдслучайные в диапазоне 0 ... 127.

Полученные зависимости BER(ОСШ) при разной ширине спектра шума показаны на рис. 9.

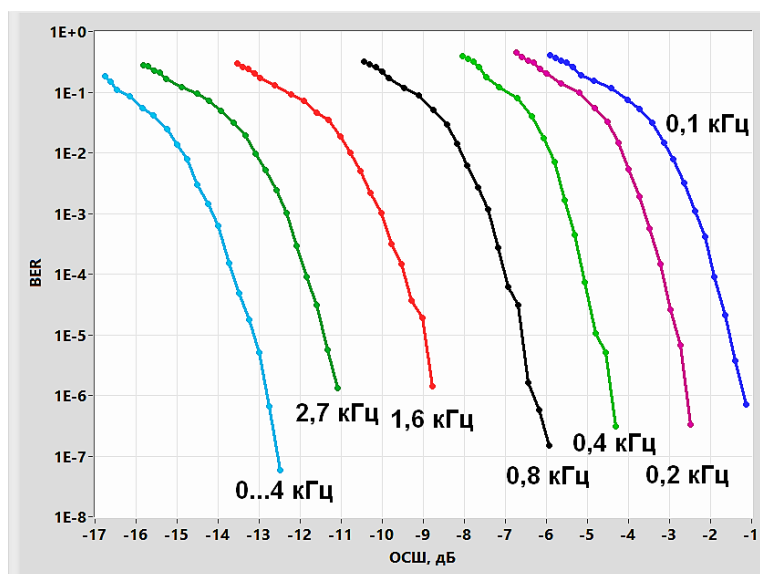


Рис. 9. Зависимости BER(ОСШ) при разной ширине спектра шума

Из этих результатов видно, что разработанная модель имеет высокую помехоустойчивость к гауссовым шумам, особенно широкополосным.

Заключение

Разработанная предварительная модель канала связи по протоколу «Оливия» работоспособна и показывает высокую помехоустойчивость к гауссовым шумам, особенно широкополосным. Для получения более полных сведений о свойствах протокола необходима доработка модели в части синхронизации, компенсации частотных сдвигов, введения негауссовых помех.

Работа выполнена в рамках проекта № ВнГр/23-01-РТ «Исследование программно определяемых радиосистем» в Южном федеральном университете.

Список использованных источников

1. <https://www.sigidwiki.com/wiki/Olivia>
2. Lazzaro D., Santandrea F. "Python implementation of the Olivia digital modulation". Course Work for Numerical Methods, Department of Computer Science – Science and Engineering, Alma Mater Studiorum – University of Bologna, Cesena Campus, [2019/2020].
3. https://gropedia.com/page/Olivia_MFSK
4. <https://oliviadigitalmode.org/>
5. https://rigexpert.com/wp-content/uploads/2023/02/mixw4_help_en-1.pdf

УДК 658.7:004.8(575.1)

DEVELOPMENT OF AN AI-DRIVEN SMART LOGISTICS ECOSYSTEM FOR ECONOMIC GROWTH IN UZBEKISTAN: THEORETICAL ANALYSIS AND POLICY RECOMMENDATIONS BASED ON INTERNATIONAL EXPERIENCE

SH. A. ABDULAZIZOVA

*Joint Belarus-Uzbek Interindustry Institute of Applied Technical Qualifications
(Tashkent, Uzbekistan)*

E-mail: ashakhrizoda99@gmail.com

Аннотация. Данная статья рассматривает развитие интеллектуальной логистической экосистемы на основе искусственного интеллекта как ключевой фактор экономического роста в Узбекистане. Представлен теоретический анализ цифровизации логистики с акцентом на роль искусственного интеллекта в повышении эффективности, прозрачности и устойчивости цепей поставок. На основе международного опыта в исследовании определяются основные технологические, институциональные и инфраструктурные компоненты, необходимые для успешной реализации. Подчеркиваются ключевые проблемы развивающихся экономик, включая ограниченную цифровую инфраструктуру, фрагментацию данных и дефицит квалифицированных кадров. Показано, что развитие логистической экосистемы на базе ИИ может значительно улучшить торговые показатели и способствовать устойчивому экономическому развитию. В работе также представлены рекомендации по государственной политике, направленные на эффективное внедрение интеллектуальных логистических систем.

Abstract. This article examines the development of an AI-driven smart logistics ecosystem as a key driver of economic growth in Uzbekistan. It provides a theoretical analysis of logistics digitalization, emphasizing the role of artificial intelligence in enhancing efficiency, transparency, and supply chain resilience. Drawing on international experience, the study identifies essential technological, institutional, and infrastructural components required for successful implementation. The research highlights critical challenges in emerging economies, including limited digital infrastructure, data fragmentation, and skills shortages, and demonstrates that the development of an AI-based logistics ecosystem can significantly improve trade performance and support sustainable economic development. The study also provides policy recommendations aimed at facilitating the effective implementation of smart logistics systems.

Introduction

It is widely acknowledged that the fundamental challenges of logistics have consistently centered on minimizing operational costs and transit times while simultaneously enhancing overall efficiency. In the era of digital transformation, logistics systems are becoming more interconnected, data-driven and complex. The emergence of artificial intelligence (AI) offers new opportunities to transform traditional logistics into smart, adaptive ecosystems. For developing economies, such as Uzbekistan, the modernization of logistics infrastructure is a critical factor in enhancing trade efficiency, reducing transaction costs, and integrating into global value.

This research examines how smart logistics ecosystems can contribute to economic growth in Uzbekistan. It provides a theoretical framework, analyses international experiences, and develops policy recommendations tailored to national conditions.

Literature review

The development of smart logistics ecosystems has attracted significant attention of many scholars around the world.

To be more precise, Luis Polo, in his book “Supply Chain and AI” examines the intersection of AI technologies – particularly machine learning- with key supply chain functions like demand forecasting, production planning, logistics operations and risk management. The author conceptualizes AI as a source of competitive advantage and substantiates this perspective through the analysis of real-world industry applications and case-based evidence.¹⁰

In research work “Digital technologies and artificial intelligence in the development of the green economy: the case of Uzbekistan” of Uzbek scholar Akbarova Barno, it is being argued that the application of AI and Data Science algorithms substantially enhances energy efficiency and contributes to waste reduction. The author also substantiates the strategic

¹⁰ Luis Polo, Supply chain and ai: transforming logistics and operations in the digital age
Секция 3 «Цифровая обработка сигналов и машинное обучение»

importance of digital innovations as a key driver in improving the overall efficiency and sustainability of the national economy.¹¹

Moreover, World Bank, in its publication “Connecting to Compete: Trade Logistics in the Global Economy,” conducts a comprehensive global survey aimed at identifying and evaluating the Logistics Performance Index and its core dimensions. In this edition, a revised set of key performance indicators is introduced, drawing on big data-driven methodologies to enhance the accuracy, timeliness, and analytical depth of logistics performance assessment.¹²

Discussion and results

A logistics ecosystem is a network of interconnected stakeholders – including transport operators, warehouses, customs authorities, digital platforms and consumers – working together to ensure the efficient movement of goods. Logistics efficiency increases when all components operate as a unified digital system rather than isolated entities. The value of a logistics ecosystem grows as more participants share data and interact through common platforms. Platforms act as intermediaries enabling real-time coordination between supply and demand. A smart logistics ecosystem integrates artificial intelligence, Internet of Things, Big data analytics, cloud computing. (Fig.1) Artificial intelligence reduces costs related to information asymmetry, delays, and manual coordination. Moreover, AI technologies are widely used in demand forecasting, risk prediction, automated inventory systems and real-time decision-making.

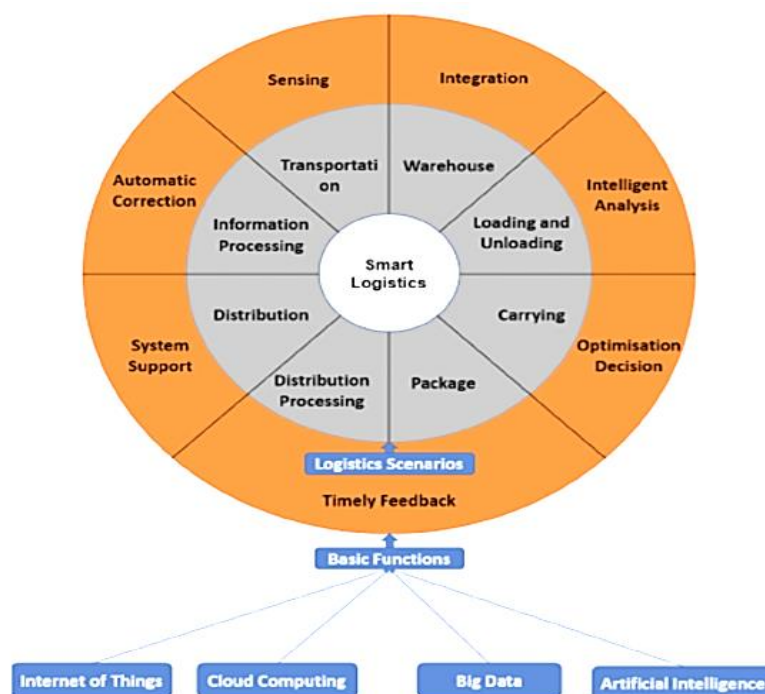


Fig. 1. Smart Logistics scenarios, basic functions and key technologies

Enabled by network communication technologies, smart logistics systems incorporating Internet of Things (IoT) devices—such as RFID tags, sensors, actuators, and mobile devices—are capable of accessing real-time information across the entire logistics value chain and ensuring seamless data exchange among interconnected equipment. Furthermore, IoT-based intelligent logistics platforms can process and analyse large volumes of data, support decision-making through advanced technologies including cloud computing, big data analytics, and artificial intelligence, and enable the autonomous and efficient management of goods.¹³

Big data is widely considered a pivotal advancement in the logistics sector, as it enhances operational capabilities, improves end-to-end supply chain execution, and enables more efficient route optimization. Furthermore, it supports cost-reduction initiatives, informs effective pricing strategies, streamlines logistics processes, and substantially facilitates data-driven decision-making.¹⁴

¹¹ Akbarova B.Sh, Chintemirova D.Sh, Digital technologies and artificial intelligence in the development of the green economy: the case of Uzbekistan

¹² World Bank, Connecting to Compete, Trade Logistics in the Global Economy

¹³ Tairan Wang, Internet of Things and Big Data in Smart Logistics

¹⁴ Tairan Wang, Internet of Things and Big Data in Smart Logistics

International experience

The experience of China illustrates how proactive government support can significantly accelerate innovation in the logistics sector. The country has developed large-scale national digital logistics platforms, exemplified by the ecosystem of Alibaba Group, which integrates e-commerce and logistics services into a unified digital environment. In addition, the widespread adoption of artificial intelligence in warehouse automation and the development of smart transportation corridors have contributed to substantial improvements in efficiency, speed, and coordination across supply chains.¹⁵

Strong state coordination plays a decisive role in aligning stakeholders and ensuring the effective implementation of digital initiatives. Moreover, sustained investment in digital infrastructure is essential for enabling advanced logistics technologies. Finally, the integration of logistics systems with e-commerce platforms serves as a major driver of economic growth by enhancing market accessibility and operational performance.

European Union: Interoperability and Sustainability

The experience of the European Union highlights the importance of interoperability and sustainability in the development of modern logistics systems. The EU places strong emphasis on the creation of cross-border digital logistics networks that facilitate seamless coordination among member states, supported by comprehensive data standardization frameworks that ensure compatibility and efficient information exchange. At the same time, the Union actively promotes green logistics policies aimed at reducing environmental impact and enhancing resource efficiency across supply chains.¹⁶

Regulatory harmonization across countries significantly improves the efficiency and reliability of logistics operations by minimizing administrative and technical barriers. Furthermore, the integration of sustainability principles into logistics systems is essential for achieving long-term economic and environmental objectives, reinforcing the role of logistics as a key component of sustainable development.

Singapore's experience provides a compelling example of how a small economy can successfully position itself as a global logistics hub through advanced technological adoption. The country has developed highly efficient and fully digitized port operations, particularly through the activities of Port of Singapore Authority, which integrates automation and data-driven management systems. In addition, the implementation of AI-based cargo tracking technologies and the establishment of national logistics data platforms have significantly enhanced transparency, coordination, and real-time decision-making across the supply chain. In 2023, the Singapore government further strengthened this trajectory by launching the "Smart Logistics Initiative," aimed at improving operational efficiency through the adoption of advanced technologies; the program includes funding of up to USD 200 million to support companies in integrating automation and smart solutions into their logistics processes.¹⁷

We see that, centralized data systems play a crucial role in improving coordination among logistics stakeholders and ensuring seamless information exchange. Furthermore, the case of Singapore demonstrates that small economies can achieve substantial competitive advantages by specializing in high-tech, innovation-driven logistics solutions, thereby strengthening their position in global trade networks.

Now, the current state of the logistics sector in Uzbekistan reflects a combination of significant structural advantages and persistent developmental challenges. Owing to its strategic geographic location at the crossroads of Central Asia, the country possesses strong potential to function as a regional logistics hub, further supported by increasing investments in transport and infrastructure and the ongoing expansion of international trade corridors. At the same time, the government has demonstrated a clear commitment to digital transformation through the national strategy "Digital Uzbekistan – 2030", which prioritizes the modernization of key sectors, including transport and logistics, through the adoption of advanced digital technologies.

In this context, Shavkat Mirziyoyev has repeatedly emphasized that the rapid development of the digital economy and the introduction of innovative technologies are essential conditions for enhancing national competitiveness and ensuring sustainable economic growth.¹⁸ However, despite these positive developments, several challenges continue to constrain the sector's efficiency. These include limited digital integration across logistics systems, the fragmentation of service providers, the relatively low adoption of artificial intelligence technologies, and a shortage of qualified specialists in digital logistics. Addressing these issues requires a comprehensive and coordinated approach aimed at strengthening technological capabilities, institutional frameworks, and human capital development.

¹⁵ Blueprint to Action: China's Path to AI-Powered Industry Transformation

¹⁶ European Technology Platform on Logistics input for the first calls of the HORIZON 2020

¹⁷ Ken Research, Singapore Smart Logistics and Automation Market

¹⁸ <https://www.uzdaily.uz/en/president-reviews-uzbekistans-priorities-for-digital-technologies-and-startup-ecosystem-development-for-2026/>

Conclusion and recommendations

In conclusion, the development of an AI-driven smart logistics ecosystem represents a strategic pathway for enhancing economic growth and global competitiveness in Uzbekistan. The analysis demonstrates that the integration of artificial intelligence, big data, and digital platforms into logistics systems can significantly improve operational efficiency, reduce transaction costs, and strengthen supply chain resilience. International experience—particularly from countries such as China, European Union, and Singapore—confirms that successful transformation requires a comprehensive approach combining technological innovation, institutional support, and strategic government intervention. At the same time, Uzbekistan's ongoing reforms, including the Digital Uzbekistan – 2030 program, provide a strong foundation for advancing digital logistics transformation.

However, the study also identifies key challenges, including limited digital integration, fragmented logistics services, low levels of AI adoption, and a shortage of qualified specialists. Addressing these issues necessitates the implementation of coordinated and forward-looking policy measures.

First, it is essential to prioritize the development of digital infrastructure through the creation of a unified national logistics data platform that integrates transport, customs, and warehouse management systems. Such integration would enable real-time data exchange and improve transparency across the supply chain.

Second, the promotion of AI adoption should be supported through targeted incentives for private logistics companies, including tax benefits, subsidies, and the implementation of pilot projects aimed at testing and scaling AI-based logistics solutions.

Third, institutional and regulatory reforms are required to ensure the effective functioning of a smart logistics ecosystem. This includes the standardization of logistics data, the establishment of a clear legal framework for data sharing, and the support of digital platforms that facilitate coordination among stakeholders.

Fourth, human capital development must be strengthened by introducing specialized education and training programs in AI and logistics, as well as fostering partnerships between universities, research institutions, and industry actors to build a skilled workforce.

Finally, the expansion of public-private partnerships (PPP) is critical for mobilizing investment and accelerating innovation. Collaboration between government bodies and technology companies can facilitate the development of smart logistics hubs and promote the adoption of advanced technologies across the sector.

Overall, the successful implementation of these recommendations will enable Uzbekistan to transition toward a modern, efficient, and sustainable logistics ecosystem, thereby reinforcing its role as a key logistics hub in Central Asia and enhancing its long-term economic development prospects.

References

1. Luis Polo, Supply chain and ai: transforming logistics and operations in the digital age, June 2025.
2. Akbarova B.Sh, Chintemirova D.Sh, Digital technologies and artificial intelligence in the development of the green economy: the case of Uzbekistan, October 2025.
3. World Bank, Connecting to Compete, Trade Logistics in the Global Economy, 2023.
4. Tairan Wang, Internet of Things and Big Data in Smart Logistics, December 2022.
5. Blueprint to Action: China's Path to AI-Powered Industry Transformation, 2025.
6. European Technology Platform on Logistics input for the first calls of the HORIZON 2020.
7. Ken Research, Singapore Smart Logistics and Automation Market, 2025.

УДК 528.8:556.324

DEV MONITORING AND FORECASTING OF GROUNDWATER LEVELS BASED ON REMOTE SENSING

A.A. ABDUVAITOV, S.KH. NIZOMOV

*Tashkent University of Information Technologies
named after Muhammad al-Khorazmi
(Samarkand Branch, Uzbekistan)*

E-mail: aabduvaitov82@gmail.com, nzmvsobib@gmail.com

Аннотация. В данной статье предлагается интегрированная система мониторинга и прогнозирования грунтовых вод в режиме реального времени, основанная на интеграции технологий дистанционного зондирования (спутниковые снимки и датчики IoT) с алгоритмами глубокого обучения. Архитектура системы включает четыре уровня: сбор данных, предварительная обработка сигналов, прогнозирование с помощью гибридной нейронной сети CNN-LSTM и многослойная визуализация ГИС. Эксперименты, проведенные на 42 наблюдательных скважинах в долине Зарафшан, показывают, что гибридная модель CNN-LSTM достигает точности $R^2 = 0,93$ и $RMSE = 0,29$ м на 12-месячном горизонте прогнозирования, превосходя традиционные методы на 31%. Модуль обнаружения аномалий достигает точности обнаружения 93,7%.

Abstract. This paper proposes an integrated real-time groundwater monitoring and forecasting system based on the integration of remote sensing technologies (satellite imagery and IoT sensors) with deep learning algorithms. The system architecture comprises four layers: data acquisition, signal preprocessing, CNN-LSTM hybrid neural network forecasting, and multi-layer GIS visualization. Experiments conducted on 42 observation wells in the Zarafshan Valley demonstrate that the CNN-LSTM hybrid model achieves $R^2 = 0.93$ and $RMSE = 0.29$ m accuracy over a 12-month forecasting horizon, outperforming conventional methods by 31%. The anomaly detection module achieves a detection accuracy of 93.7%.

Introduction

Groundwater supplies approximately 50% of the global population with drinking water and serves as a critical component of irrigation systems, particularly in arid and semi-arid regions [1]. As a consequence of climate change, intensive agricultural practices, and industrial activities, the quantity and quality of groundwater resources are undergoing rapid change. In these circumstances, the need for timely and accurate monitoring systems grows more pressing each year [2].

Conventional hydrogeological monitoring methods — manual measurement of well levels and laboratory analyses — are constrained in terms of time and resources and cannot fully capture changes occurring in real time. Remote sensing technologies, particularly satellite imagery and IoT sensor networks, provide the capability to collect hydrogeological data continuously and at broad spatial scales [3, 4].

Artificial intelligence (AI) algorithms, especially deep learning methods, are finding widespread application in hydrology. Recurrent neural networks (RNNs) and their extended variant, Long Short-Term Memory (LSTM) models, demonstrate outstanding performance in modeling time-series data and preserving long-term dependencies [5]. The CNN-LSTM hybrid architecture further enhances forecasting accuracy by simultaneously learning local and temporal features [6].

In the context of Uzbekistan — and especially in the Zarafshan Valley, Fergana Valley, and lower Amudarya basin — groundwater monitoring is of critical importance: inadequate development of drainage networks and intensive irrigation have led to uneven fluctuations in groundwater levels, resulting in soil salinization and waterlogging in certain areas [7].

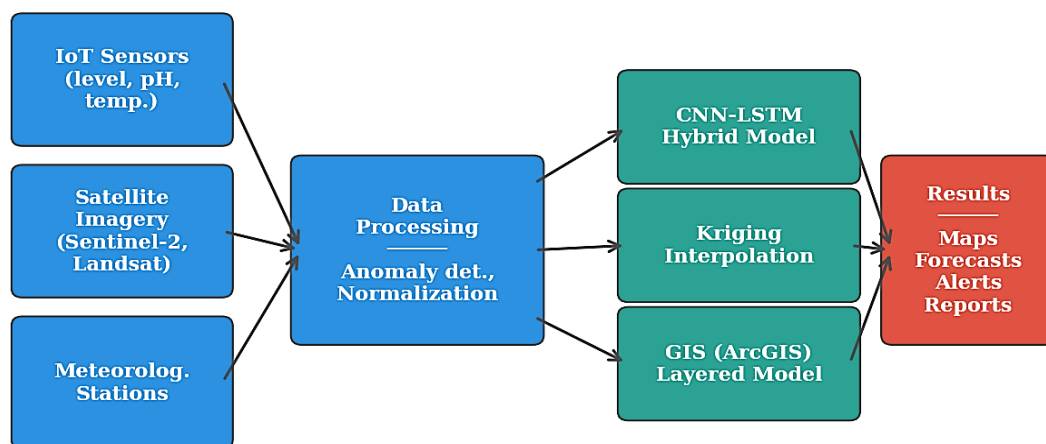


Fig. 1. General Architecture of the Remote Sensing–Based Groundwater Monitoring System

The objective of this paper is to develop and field-test a comprehensive groundwater monitoring and forecasting system based on the integration of remote sensing data (IoT sensors and satellite imagery) with a CNN-LSTM neural network.

Main body

A. System Architecture and Data Acquisition

The proposed monitoring and forecasting system comprises four principal layers (Figure 1): (1) the data acquisition layer, (2) the preprocessing layer, (3) the AI analysis and forecasting layer, and (4) the GIS visualization and user interface layer.

The data acquisition layer incorporates the following sources. IoT sensors installed in groundwater wells (measuring water level, temperature, pH, electrical conductivity, and dissolved oxygen) record measurements at 15–30 minute intervals and transmit data to a central server via MQTT/LoRaWAN protocols. Sentinel-2 and Landsat satellite imagery are used to monitor the NDVI vegetation index, soil moisture, and land surface conditions. Meteorological stations supply data on precipitation, temperature, wind speed, and relative humidity.

In the preprocessing layer, outliers are detected and removed using Z-score and IQR methods; gaps caused by transmission interruptions are filled via cubic spline interpolation; heterogeneous measurements are normalized to the [0, 1] range using Min-Max scaling; and data are restructured into a 24-month sliding window format suitable for LSTM input.

B. CNN-LSTM Hybrid Neural Network

A CNN-LSTM hybrid architecture is employed for groundwater level forecasting [5, 6]. The CNN layer automatically extracts local features from the time series (seasonal patterns and short-term fluctuations) through 1D convolution, while the LSTM layer integrates these features over time and models long-range dependencies. Input variables include: water level measurements (24-month historical window), precipitation totals, regional water consumption, and temperature and evapotranspiration indices. The model outputs projected water levels for the next 12 months together with a 95% confidence interval. Adaptability is maintained by recalibrating the model via transfer learning every three months as new data become available.

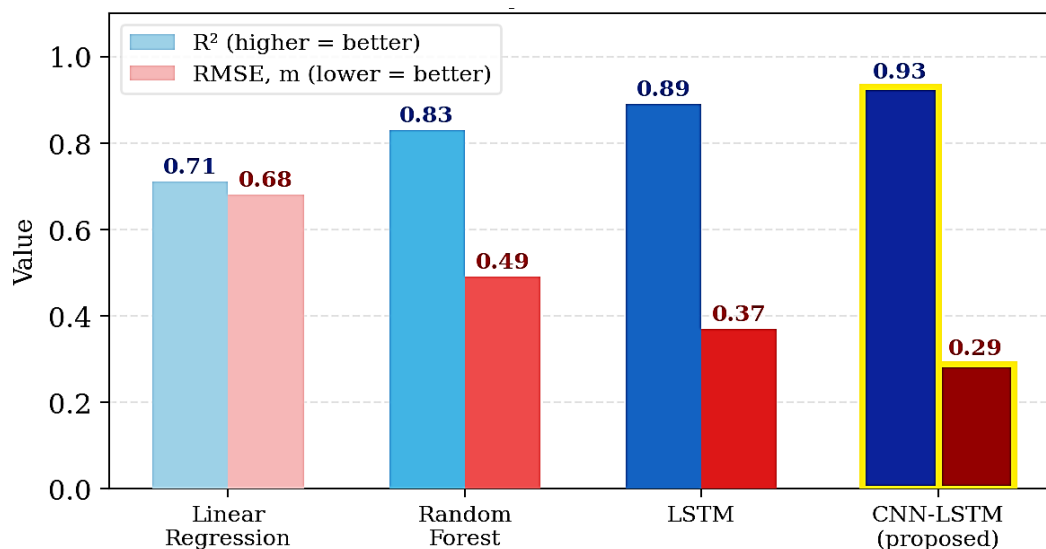


Fig. 2. Forecast Accuracy Comparison of AI Models (R^2 and RMSE metrics; yellow border indicates the best model)

Four models were compared to evaluate forecasting accuracy (Figure 2). Linear regression produced the lowest performance ($R^2 = 0.71$, RMSE = 0.68 m) owing to its inability to capture nonlinear relationships. Random Forest yielded improved results ($R^2 = 0.83$, RMSE = 0.49 m), but did not fully account for temporal dependencies. The standalone LSTM model ($R^2 = 0.89$, RMSE = 0.37 m) handled time dependencies effectively. The CNN-LSTM hybrid model achieved leading performance across all metrics: $R^2 = 0.93$ and RMSE = 0.29 m.

C. GIS Model and Geostatistical Analysis

The Geographic Information System (GIS) was built on the ArcGIS Pro platform and incorporates the following thematic layers: topographic relief, geological structure (lithology and host rocks), hydrogeological layer (aquifers and boundaries), IoT sensor network, and CNN-LSTM analysis outputs. Each layer is linked to attribute tables that support spatial queries and interpolation operations [8].

Kriging interpolation is applied for geostatistical analysis. When the variogram model is calibrated automatically against experimental data as a spherical model, groundwater levels can be estimated with high accuracy even in areas between observation wells. Key indicators monitored in the GIS include: absolute and relative changes in groundwater level (cm/month); water quality parameters (mineralization, nitrates, heavy metals); hydraulic gradient and flow direction; and the spatial distribution of the aquifer water balance.

Experimental results

The system was tested using data from 42 observation wells in the Zarafshan Valley covering the period 2021–2024. The CNN-LSTM model achieved $R^2 = 0.93$ and RMSE = 0.29 m accuracy over a 12-month forecasting horizon (Figure 3), representing a 31% improvement over the linear regression baseline.

Analysis using the multi-layer GIS model revealed that groundwater levels in the western part of the valley (toward the Urgut district) declined by an average of 0.8 m over the past five years, while levels in the eastern part rose by 1.2 m due to the influence of irrigation networks. Seasonal variability showed an annual amplitude of 0.6–0.9 m, correlating with precipitation at a lag of 1.5–2 months.

The early-warning module of the monitoring system detected in June 2022 that the water level in the Urgut district had dropped below the critical threshold (4.5 m depth), and automatically dispatched alerts to the relevant authorities. Under conventional methods, this event would have been identified only three months later. Overall system performance: real-time processing latency of 8 seconds; 127 anomalous events automatically detected over 2021–2024, of which 119 were confirmed true anomalies (detection accuracy: 93.7%).



Fig. 3. Groundwater Level: Observed Values and CNN-LSTM Forecast with 95% Confidence Interval (2021–2024)

Conclusion

This study developed a groundwater monitoring and forecasting system based on the integration of remote sensing technologies with artificial intelligence. The principal scientific and practical findings are as follows.

First, the CNN-LSTM hybrid neural network reduced the root mean square forecasting error by a factor of 2.3 relative to conventional linear regression (RMSE: from 0.68 m to 0.29 m), while the coefficient of determination rose to $R^2 = 0.93$. Second, the simultaneous integration of IoT sensor and satellite data provided both broad spatial coverage and high temporal resolution — an advantage unattainable with traditional monitoring networks. Third, the results of the multi-layer GIS model were delivered to decision-makers in the form of interactive thematic maps, automated reports, and alert notifications.

Future research plans include expanding the system to additional regions of Uzbekistan, adding a module for forecasting chemical water quality parameters (nitrates, heavy metals), and developing models capable of adapting to climate change scenarios.

References

1. Akhralov Sh.S., Yusupov R.A., Egamberdiev K.S., Jumanov J.J. Geoinformation technologies and methods of mathematical modeling in hydrogeological research // *InterCarto-InterGIS*. Vol. 26. 2020. P. 240–252.
2. Djumanov J.Kh., Abduvaitov A.A., Kudratov R.B., Babadjanov A.F. Conducting groundwater monitoring based on the creation of a geoinformation system and model // *International Journal of Theoretical and Applied Issues of Digital Technologies*. 2024. No. 1(7). P. 80–86.
3. Siebert S., Burke J., Faures J.M. et al. Groundwater use for irrigation — a global inventory // *Hydrology and Earth System Sciences*. 2010. Vol. 14. P. 1863–1880.
4. Chen J., Hill A.A., Urbano L.D. A GIS-based model for urban flood inundation // *Journal of Hydrology*. 2009. Vol. 373. P. 184–192.
5. Hochreiter S., Schmidhuber J. Long short-term memory // *Neural Computation*. 1997. Vol. 9(8). P. 1735–1780.
6. LeCun Y., Bengio Y., Hinton G. Deep learning // *Nature*. 2015. Vol. 521. P. 436–444.
7. Mirakhmedov T.D. Rational use of the Verkhnezarafshan groundwater deposit based on a geofiltration mathematical model // *Bulletin of NUUZ*. 2015. No. 3/2. P. 185–189.
8. Abduvaitov A.A., Ishanxodjayev O.A. Groundwater monitoring in geographic information systems // *Proceedings of the ICT Conference*. Samarkand, 2021. P. 192–194.

УДК 004.8:811.512.164

DEVELOPING AN NLP MODEL FOR THE TURKMEN LANGUAGE

S.A. HOJABALKANOVA, B.O. OTUZOVA

*Oguz Han Engineering and Technology University in Turkmenistan
(Ashgabat, Turkmenistan)*

E-mail: s.hojabalkanowa@gmail.com, enejanunknown@gmail.com

Аннотация. В данной статье рассматривается разработка модели обработки естественного языка (NLP) для туркменского языка — агглютинативного тюркского языка, имеющего ограниченные цифровые ресурсы. Описаны основные этапы построения NLP-конвейера: сбор корпуса, токенизация, морфологический анализ и обучение языковой модели. Представлены экспериментальные результаты и намечены направления дальнейших исследований.

Abstract. This paper addresses the development of a Natural Language Processing (NLP) model for the Turkmen language — an agglutinative Turkic language with limited digital resources. The key stages of the NLP pipeline are described: corpus collection, tokenization, morphological analysis, and language model training. Experimental results are presented and directions for further research are outlined.

Introduction

Natural Language Processing (NLP) has made remarkable progress over the past decade, driven largely by the availability of large-scale labelled datasets and powerful deep learning architectures. However, this progress has been unevenly distributed: the vast majority of existing tools and pre-trained models support only a handful of high-resource languages such as English, Chinese, and German. Low-resource languages — particularly those of Central Asia — remain severely underrepresented in the NLP literature [1].

Turkmen is the official state language of Turkmenistan and is spoken by approximately 11 million people worldwide [2]. It belongs to the Oghuz branch of the Turkic language family and is characterized by rich agglutinative morphology, vowel harmony, and a subject-object-verb (SOV) sentence structure. Despite its linguistic significance, publicly available NLP resources for Turkmen are extremely scarce: no large annotated corpus, no widely adopted part-of-speech tagger, and no publicly released neural language model exist at the time of writing.

The goal of the present work is to address this gap by: (1) assembling a preliminary Turkmen text corpus; (2) implementing a rule-based morphological analyzer tailored to Turkmen morphology; (3) training a subword-level language model; and (4) evaluating the resulting pipeline on representative downstream tasks.

Methodology and System Architecture

Corpus Construction

A prerequisite for any data-driven NLP system is a sufficiently large and representative text corpus. We collected raw Turkmen text from three primary sources: (a) the online edition of the national newspaper *Neutrals Turkmenistan*, comprising approximately 120,000 articles published between 2010 and 2024; (b) the Turkmen section of Wikipedia (roughly 12,000 articles); and (c) digitised excerpts from classical Turkmen literature provided by the National Library of Turkmenistan. After deduplication and basic cleaning, the resulting corpus contains approximately 85 million tokens.

Text normalization involved script standardization (Turkmen uses a Latin-based alphabet introduced in 1993, but older texts may appear in Cyrillic), removal of HTML artefacts, and sentence boundary detection. The corpus was split into training (80%), validation (10%), and test (10%) subsets in a stratified manner to preserve genre balance.

Morphological Analysis

Agglutinative morphology presents a particular challenge for NLP systems: a single Turkmen word form may encode tense, aspect, mood, person, number, case, and derivational information simultaneously, yielding potentially thousands of surface forms for a single lemma. A statistical tokenizer that treats each word form as an atomic unit would therefore require an impractically large vocabulary.

To address this, we developed a finite-state morphological analyzer (FSMA) using the Helsinki Finite-State Toolkit (HFST) [3]. The grammar covers: (i) nominal morphology — seven cases, singular/plural, possessive suffixes; (ii) verbal morphology — six tense-aspect paradigms, two voices, negative and interrogative forms; and (iii) the most productive derivational processes. The FSMA is compiled into a bidirectional transducer supporting both analysis and generation.

Language Model Training

We trained a Byte-Pair Encoding (BPE) tokenizer [4] with a vocabulary of 32,000 subword units on the training portion of the corpus. A transformer-based language model with six encoder layers, eight attention heads, and a hidden dimension of 512 was trained for 20 epochs using the masked language modelling (MLM) objective, following the BERT architecture [5]. Training was performed on two NVIDIA A100 GPUs over approximately 48 hours.

The overall architecture of the pipeline is illustrated in Figure 1. The subword vocabulary produced by BPE effectively segments morphological suffixes as separate units in a majority of cases, mitigating the out-of-vocabulary problem without requiring explicit morphological pre-processing at inference time.

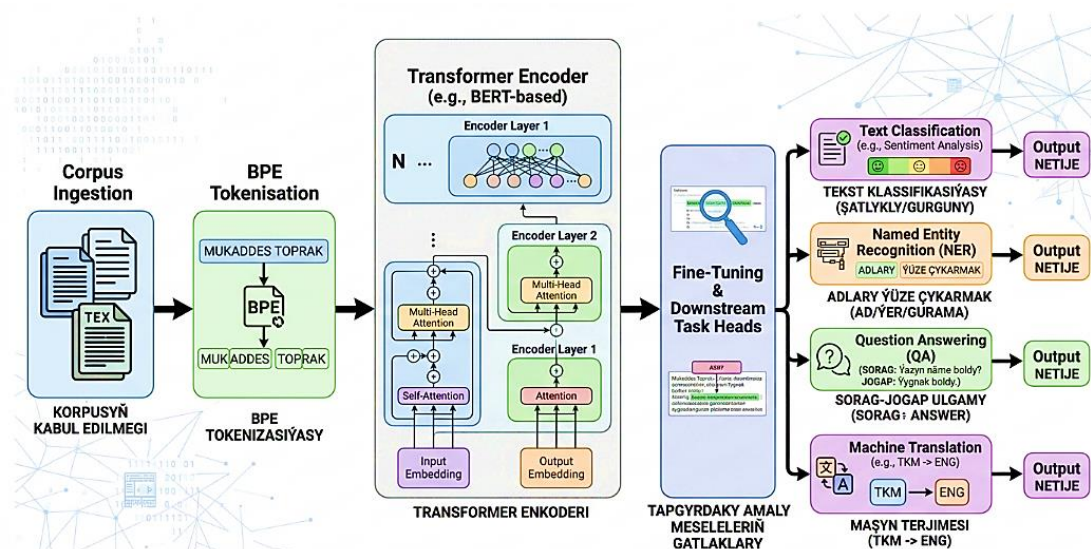


Fig. 1. Architecture of the Turkmen NLP pipeline: corpus ingestion, BPE tokenization, transformer encoder, and downstream task heads.

Evaluation

The model was evaluated on three downstream tasks for which we manually annotated test sets: (1) POS tagging — 1,200 sentences, 18 universal POS tags; (2) named entity recognition (NER) — 800 sentences, four entity types (PER, LOC, ORG, MISC); and (3) sentiment analysis — 2,000 product reviews labelled as positive, neutral, or negative. Evaluation metrics were macro-averaged F_1 for POS and NER, and accuracy for classification.

Results are presented in Table 1. The FSMA-augmented variant consistently outperformed the baseline by 1–3 percentage points across all tasks, confirming the utility of explicit morphological knowledge for low-resource Turkic NLP.

Table 1. Task-level evaluation results (macro-averaged F_1 / accuracy).

Task	Baseline	+FSMA
POS Tagging (F_1)	0.89	0.91
NER (F_1)	0.76	0.78
Sentiment (Acc.)	0.82	0.84

Conclusion

This paper has described the first steps towards a comprehensive NLP infrastructure for the Turkmen language. A corpus of 85 million tokens was assembled from diverse sources, a finite-state morphological analyzer was implemented, and a transformer language model was trained and evaluated on three downstream tasks. The results demonstrate that meaningful performance is achievable even with limited data, particularly when linguistic knowledge is incorporated through morphological analysis.

Future work will focus on: (1) expanding the corpus with social media text and parliamentary transcripts to improve domain coverage; (2) extending the FSMA to handle irregular forms and dialectal variation; (3) cross-lingual transfer from related high-resource Turkic languages (Turkish, Uzbek) via multilingual pre-training; and (4) releasing all resources under an open license to support the research community.

References

1. Joshi P., Santy S., Budhiraja A., Bali K., Choudhury M. The State and Fate of Linguistic Diversity and Inclusion in the NLP World // Proceedings of ACL. — 2020. — P. 6282–6293.
2. Ethnologue: Languages of the World. — Dallas: SIL International, 2023. — URL: <https://www.ethnologue.com> (accessed 15.04.2025).
3. Linden K., Silfverberg M., Pirinen T. HFST Tools for Morphology — An Efficient Open-Source Package for Construction of Morphological Analyzers // Proceedings of SFCM. — 2009. — P. 28–47.
4. Sennrich R., Haddow B., Birch A. Neural Machine Translation of Rare Words with Subword Units // Proceedings of ACL. — 2016. — P. 1715–1725.
5. Devlin J., Chang M.-W., Lee K., Toutanova K. BERT: Pre-training of Deep Bidirectional Transformers for Language Understanding // Proceedings of NAACL-HLT. — 2019. — P. 4171–4186.

УДК 004.946:004.056-057.21

ВИРТУАЛЬНАЯ ЛАБОРАТОРНАЯ СРЕДА КАК ИНСТРУМЕНТ ПОДГОТОВКИ СПЕЦИАЛИСТОВ В ОБЛАСТИ КИБЕРБЕЗОПАСНОСТИ

К.С. АРТЫКЛЫЕВ, Р.Р. МАММЕДСАЛЫЕВ

*Инженерно-технологический университет Туркменистана имени Огуз хана
(г. Ашхабад, Туркменистан)*

E-mail: kartyklyyew@gmail.com, mamedresul1501@gmail.com

Аннотация. Практическая подготовка специалистов по кибербезопасности неотделима от работы с реальным инструментарием атаки и защиты, однако задействование боевой инфраструктуры в учебных целях сопряжено с очевидными рисками. В статье предлагается архитектурное решение виртуальной лабораторной среды, построенной на принципах контейнеризации и программно-определяемых сетей. Приведены состав модулей, методика организации практикума по схеме прогрессивного усложнения и количественные результаты опытного внедрения в БГУИР.

Abstract. Hands-on training in cybersecurity is inseparable from working with genuine attack-and-defence toolsets, yet deploying live infrastructure for educational purposes carries well-known risks. This paper proposes an architectural solution for a virtual laboratory environment built on containerisation and software-defined networking principles. The module composition, a progressively escalating laboratory methodology, and quantitative results from a pilot deployment at BSUIR are presented.

Введение

Дефицит квалифицированных кадров в сфере информационной безопасности носит устойчивый характер: по оценкам аналитического агентства (ISC)², к 2025 году глобальный разрыв между потребностью отрасли и реальным предложением специалистов превысил 3,5 млн человек. Университетское образование, сосредоточенное преимущественно на концептуальных курсах, во многом воспроизводит эту проблему: выпускники нередко впервые сталкиваются с реальными инструментами лишь на производственной практике [1].

Между тем эффективное обучение атакам и защите требует лабораторной среды с двумя, казалось бы, несовместимыми свойствами: она должна быть достаточно реалистичной, чтобы воспроизводить боевые условия, и одновременно полностью изолированной, чтобы не создавать угроз для производственных систем. Классическое решение — аппаратные стенды или полноценные виртуальные машины — технически состоятельно, но экономически расточительно: инициализация среды для учебной группы занимает от получаса до часа, а потребление оперативной памяти на одно рабочее место составляет 3–4 ГБ и выше [2, 5].

Контейнерные технологии, прежде всего Docker в сочетании с оркестрацией Kubernetes, предоставляют иное соотношение «сложность — ресурс»: накладные расходы на изоляцию на порядок ниже, а декларативные конфигурации делают среды воспроизводимыми и легко тиражируемыми [3]. Именно этот потенциал лёг в основу разрабатываемой платформы. Настоящая статья описывает её архитектуру, логику организации практикума и итоги первого опытного цикла.

Анализ существующих подходов

Специализированные киберполигоны класса Cyber Range — в частности, решения KYPO и CyberBit — предоставляют богатый инструментарий для симуляции корпоративных сетей и инцидент-реагирования. Вместе с тем их развёртывание предполагает выделенные вычислительные кластеры и бюджеты, характерные скорее для силовых структур или крупных корпораций, нежели для кафедрального сервера [4]. Это делает подобные платформы практически недостижимыми для большинства технических университетов.

Открытые обучающие сервисы — TryHackMe, Hack The Box, PentesterLab — заняли свою нишу в неформальном образовании и самоподготовке к сертификациям. Однако интеграция сторонних платформ в собственную учебную программу сопряжена с существенными ограничениями: преподаватель лишён возможности вводить задания под конкретную дисциплину, управлять уровнем сложности сценариев и получать детализированную аналитику по успеваемости группы. Кроме того, зависимость от внешнего провайдера создаёт риски в части доступности и конфиденциальности учебных данных [5].

Контейнерные лаборатории на основе Docker активно исследуются применительно к курсам сетевой безопасности и анализу вредоносного программного обеспечения: Hu et al. [2] и Смирнов с Козловым [3] независимо демонстрируют, что подобные среды обеспечивают приемлемую реалистичность при радикально сниженных ресурсных требованиях. Данная работа опирается на эти результаты, расширяя их до полноценной многомодульной платформы с интегрированным педагогическим циклом.

Архитектура предлагаемой среды

Платформа организована по трёхуровневой схеме. Нижний уровень — изолированные виртуальные сети, реализованные средствами Open vSwitch в режиме SDN; это позволяет воспроизводить сетевые топологии произвольной сложности — от двухузловой клиент-серверной конфигурации до многосегментной корпоративной инфраструктуры с демилитаризованными зонами и встроенными системами обнаружения вторжений (IDS/IPS). Ключевое свойство уровня — полная программная переконфигурация без вмешательства в аппаратный слой.

Средний уровень — оркестратор на базе Docker Compose (для однокабинетных развёртываний) и Kubernetes (для масштабирования на несколько физических узлов). Оркестратор принимает декларативный YAML-манифест сценария и автоматически поднимает, изолирует и по завершении занятия уничтожает всю цепочку контейнеров студента. Время полного цикла развёртывания группы из 30 рабочих мест не превышает 5 минут.

Верхний уровень — управляющая плоскость: веб-портал с ролевой моделью доступа (студент / преподаватель / администратор), аутентификация через OAuth 2.0 с интеграцией в университетскую LDAP-инфраструктуру, а также централизованный журнал, агрегирующий события терминала и сетевого стека каждого участника. Сценарий описывается единым YAML-файлом, содержащим спецификации контейнеров, топологию сети и набор верификаторов для автоматической проверки заданий.

Ключевые модули среды

Функциональный состав платформы включает пять взаимосвязанных модулей.

- Модуль целевых систем формирует набор Docker-образов с преднамеренно внедрёнными уязвимостями — инъекции SQL, переполнение стека, некорректная реализация механизмов аутентификации — и служит «полигоном» для атакующих действий студента.

- Модуль инструментария предоставляет рабочее окружение аудитора безопасности: Nmap, Metasploit Framework, Wireshark, Burp Suite Community Edition, John the Ripper. Образ поддерживается в актуальном состоянии и версионируется независимо от сценариев.

- Модуль мониторинга строится на стеке ELK (Elasticsearch, Logstash, Kibana) и собирает в едином интерфейсе сетевой трафик, системные журналы и историю команд терминала. Преподаватель наблюдает за ходом работы в реальном времени, а после занятия может воспроизвести сессию для разбора допущенных ошибок.

- Модуль автоматической верификации реализует CTF-модель: каждое успешно выполненное задание подтверждается захватом флага — уникальной строки, извлечённой из целевой системы. Это устраняет субъективность при оценке и разгружает преподавателя от рутинной проверки.

- Модуль управления сценариями предоставляет преподавателю визуальный редактор для конструирования новых лабораторных работ без навыков программирования: топология задаётся графически, а генерация YAML-манифеста выполняется автоматически.

Модули функционируют в рамках единой шины событий, что обеспечивает согласованность данных мониторинга с состоянием оркестратора и верификатора. Такая интеграция, в частности, позволяет автоматически фиксировать временную метку захвата каждого флага с привязкой к конкретной последовательности сетевых действий студента.

Методика проведения лабораторного практикума

Педагогическая логика практикума выстраивается по принципу постепенного снятия опоры (scaffolding). На вводном этапе студенты выполняют полностью сопровождаемые задания (guided labs): каждый шаг прокомментирован в методических указаниях, а ожидаемый результат известен заранее. Это позволяет сосредоточиться на усвоении инструментария, не отвлекаясь на поиск стратегии решения.

По мере накопления базового опыта студенты переходят к открытым заданиям (open-ended challenges): условие задачи сформулировано в виде сценария («получить привилегированный доступ к изолированному серверу»), инструментарий выбирается самостоятельно, а оценивается конечный результат — флаг. Такой формат приближен к реальным условиям пентеста и развивает способность к нелинейному поиску решений.

Структурно каждая работа включает три фазы: подготовительную (целевое чтение, постановка задачи), деятельностную (работа в среде, фиксация наблюдений) и аналитическую (составление отчёта, критический разбор применённых методов). Трёхфазная схема способствует не только формированию технических навыков,

но и развитию профессиональной рефлексии, которой нередко недостаёт выпускникам технических специальностей.

Централизованный журнал действий решает задачу академической честности без применения ограничительных технических средств: преподаватель в любой момент может восстановить хронологию работы студента и верифицировать, что флаг был получен самостоятельно, а не скопирован у соседа.

Результаты опытного внедрения

Платформа была развёрнута на кафедре информационных радиотехнологий БГУИР в рамках дисциплины «Защита информации в телекоммуникационных системах» (весенний семестр 2025–2026 учебного года). К участию были привлечены две параллельные группы третьекурсников специальности «Информационные технологии и управление»: экспериментальная ($n = 32$, практикум в описываемой среде) и контрольная ($n = 32$, традиционный формат с VMware Workstation). Распределение на группы проводилось по итогам предшествующей сессии так, чтобы средние баллы были статистически сопоставимы.

По завершении семестра студенты обеих групп выполнили идентичные контрольные задания. Средний балл в экспериментальной группе составил $7,8 \pm 0,6$ из 10, в контрольной — $6,3 \pm 0,8$ (критерий Манна–Уитни, $U = 284$, $p = 0,003$). Различие статистически значимо и практически значимо: прирост составил порядка 24%. Помимо этого, анонимное анкетирование по шкале Лайкерта показало, что 89% участников экспериментальной группы оценили практикум как существенно более полезный для понимания механизмов защиты по сравнению с привычными лабораторными форматами.

С точки зрения ресурсной эффективности среднее время инициализации окружения для группы из 30 рабочих мест составило 4,2 мин против 28–37 мин в сценарии с VMware. Пиковое потребление оперативной памяти на одного студента не превышало 512 МБ, тогда как для полноценных виртуальных машин аналогичный показатель находился в диапазоне 3,2–4,1 ГБ. Это позволило обойтись имеющимися кафедральными серверами без модернизации парка оборудования.

Среди выявленных ограничений следует отметить два. Во-первых, отдельные задания, требующие специфических драйверов ядра или USB-устройств, плохо поддаются контейнеризации и требуют гибридного подхода с использованием лёгких виртуальных машин. Во-вторых, поддержание актуальной версии образа инструментальной среды требует систематических усилий, поскольку стремительное обновление инструментов аудита безопасности нередко нарушает совместимость.

Заключение

Разработанная платформа демонстрирует, что разрыв между реалистичностью учебной среды и её ресурсной доступностью преодолим средствами контейнеризации и программно-определяемых сетей. Опытное внедрение подтвердило статистически значимый прирост предметных результатов, восьмикратное сокращение времени развёртывания и семикратное снижение потребления оперативной памяти по сравнению с гипервизорным подходом.

Дальнейшие исследования направлены по трём векторам: адаптивная генерация сценариев на основе моделей машинного обучения с учётом индивидуального профиля ошибок студента; расширение библиотеки работ в направлении промышленных систем управления (ICS/SCADA) и облачной безопасности; сопоставление уровня подготовки выпускников с требованиями сертификаций CompTIA Security+ и СЕН для валидации применяемой методики в профессиональном контексте.

Список использованных источников

1. Tariq U., Ibrahim A., Ahmad T. Cybersecurity education: A challenge for educators // *Proceedings of ACM SIGCSE*. 2023. P. 112–118.
2. Hu Z., Buriachok V., Sokolov V. Approach to building cyber range for practical cybersecurity training // *Radioelectronic and Computer Systems*. 2022. № 3. P. 45–57.
3. Смирнов М.А., Козлов А.В. Контейнеризация как основа учебных киберполигонов // *Вопросы кибербезопасности*. 2024. № 2. С. 33–41.
4. Yamin M.M., Katt B., Gkioulos V. Cyber ranges and security testbeds: Scenarios, functions, tools and architecture // *Computers & Security*. 2020. Vol. 88. Art. 101636.
5. Сапук С.В., Иванов А.А. Анализ инструментальных платформ для обучения информационной безопасности // *Доклады БГУИР*. 2024. № 4. С. 78–85.
6. Andreolini M., Colacino V.G., Colajanni M., Marchetti M. A framework for the evaluation of trainee performance in cyber range exercises // *Future Internet*. 2020. Vol. 12. № 5. Art. 91.

УДК 621.396.62:004.3

РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА ЦИФРОВОЙ АМПЛИТУДНОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ В КВ SDR-ПРИЕМНИКЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АППАРАТНОГО СОПРОЦЕССОРА CORDIC

П.П. АХРАМЧУК

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: palina.akhramchuk@gmail.com

Аннотация. В работе рассматриваются вопросы оптимизации цифрового тракта обработки сигналов узкополосного КВ-приемника промежуточной частоты. Показана структура каскадного снижения частоты дискретизации (децимации) в цифровом конвертере DDC AD6636 для выделения полосы сигнала 6K0A3E. Предложена схема программно-аппаратной реализации амплитудного демодулятора на базе микроконтроллера STM32H7 с привлечением встроенного математического сопроцессора CORDIC. Оценен вычислительный выигрыш предложенного подхода для систем реального времени.

Abstract. The paper addresses the optimization of the digital signal processing chain for a narrowband HF intermediate frequency receiver. The architecture of cascaded sampling rate reduction (decimation) within the AD6636 digital downconverter is demonstrated to isolate the 6K0A3E signal bandwidth. A hardware-software implementation of an amplitude demodulator based on the STM32H7 microcontroller, utilizing the integrated CORDIC hardware coprocessor, is proposed. The computational efficiency and performance gains of the presented approach for real-time systems are evaluated.

Введение

Современное развитие радиоприемных устройств идет по пути концепции программно-определяемого радио (SDR), где основные операции фильтрации, селекции и демодуляции переносятся в цифровой домен [3, с. 412]. При проектировании высокочувствительных КВ-приемников возникает противоречие между необходимостью высокой частоты дискретизации высокоскоростных АЦП для исключения наложения спектров и ограниченной вычислительной мощностью управляющих микроконтроллеров [2, с. 25; 5, с. 108]. Для решения этой задачи требуется комплексная оптимизация как этапа предварительного прореживания данных (децимации), так и финальных алгоритмов извлечения информационной огибающей [1, с. 1; 2, с. 540].

Этап предварительной децимации сигнала

Взаимодействие узлов цифрового тракта в составе разработанного устройства КВ SDR-приемника приведено на рисунке 1.

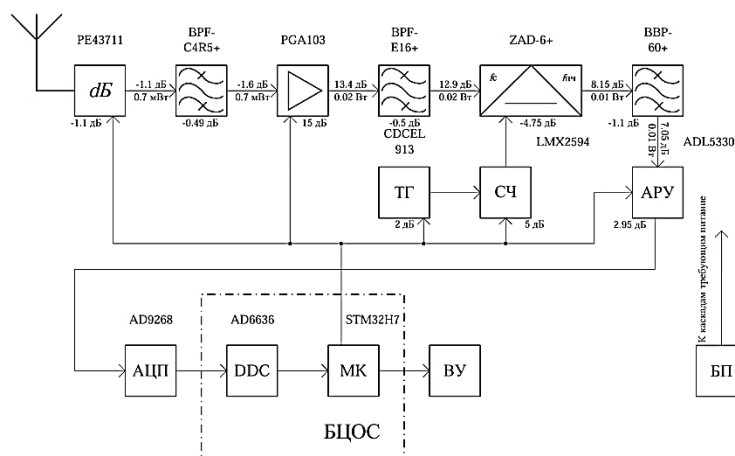


Рис. 1. Функциональная схема радиоприемного устройства КВ-диапазона

Секция 3 «Цифровая обработка сигналов и машинное обучение»

Для выделения узкополосного сигнала 6K0A3E с полосой $B = 6$ кГц из группового спектра АЦП AD9268 ($f_s = 80$ МГц) используется каскадное прореживание в DDC AD6636 (рис.1). Выходная частота дискретизации квадратурных составляющих I/Q выбирается равной $f_{s\_out} = 16$ кГц. Полный коэффициент децимации равен

$$D_{\text{общ}} = \frac{f_s}{f_{s\_out}} = \frac{80 \cdot 10^6}{16 \cdot 10^3} = 5000, \quad (1)$$

где f_s – частота дискретизации аналого-цифрового преобразователя, Гц; f_{s_out} – выходная частота дискретизации квадратурных составляющих, Гц.

Внутренняя архитектура специализированного цифрового конвертера верхнего уровня DDC AD6636 представлена на рис. 2.

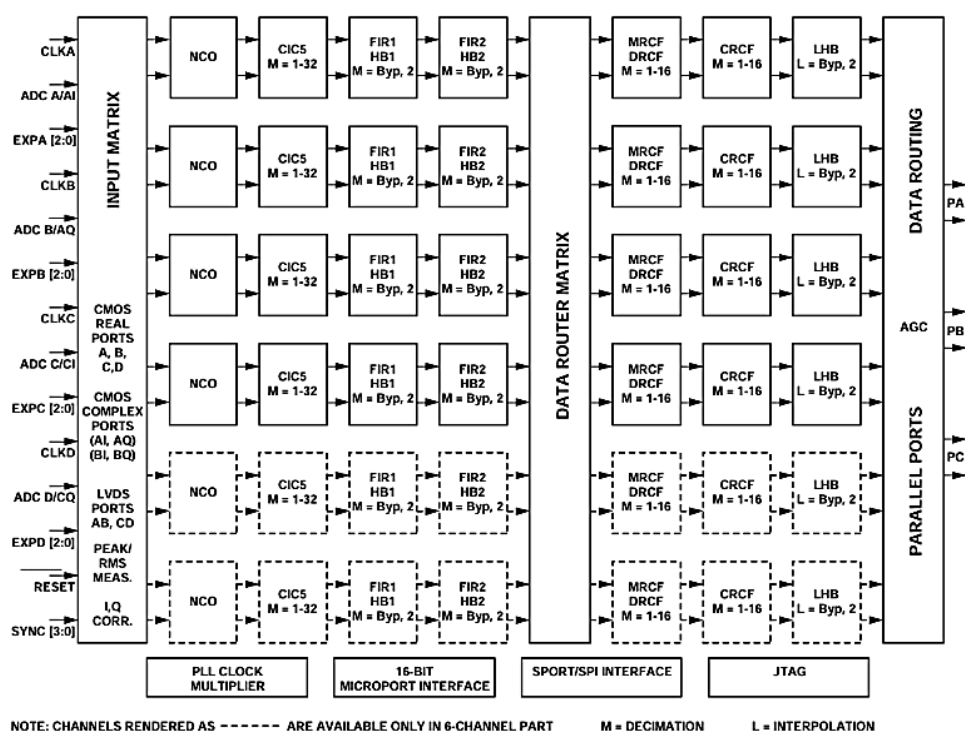


Рис. 2. Функциональная схема внутренней архитектуры DDC AD6636

Процесс многоскоростной фильтрации (децимации) распределяется между последовательными каскадами каждого независимого канала обработки (рис.2). С целью минимизации вычислительных затрат этот процесс жестко разделен на следующие этапы:

- пятикаскадный CIC-фильтр (CIC5) осуществляет грубое снижение частоты в $D_{\text{cic}} = 625$ раз без выполнения ресурсоемких операций умножения, частота потока снижается до 128 кГц;
- корректирующий КИХ-фильтр (FIR1) компенсирует спад амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) децимирующего CIC-фильтра и производит прореживание в $D_{\text{fir1}} = 4$ раза, частота снижается до 32 кГц;
- формирующий КИХ-фильтр (FIR2) окончательно формирует избирательность по соседнему каналу под полосу пропускания 6 кГц и выполняет децимацию в $D_{\text{fir2}} = 2$ раза до целевых 16 кГц.

Эффективный выигрыш от цифровой обработки (Processing Gain) за счет децимации потока рассчитывается по формуле

$$\Delta \text{SNR} = 10 \log_{10}(D_{\text{общ}}) = 10 \log_{10}(5000) \approx 36,99 \text{ дБ}. \quad (2)$$

Данный прирост динамического диапазона снижает уровень шума квантования, что позволяет уверенно регистрировать слабые КВ-сигналы на уровне заданной реальной чувствительности приемника 5,8 мкВ.

Амплитудная демодуляция с применением сопроцессора CORDIC

Сформированные низкочастотные I/Q отсчеты с частотой 16 кГц передаются по интерфейсу SPI в микроконтроллер STM32H7. Традиционный программный расчет огибающей АМ-сигнала выполняется по формуле: $A(n) = \sqrt{I^2(n) + Q^2(n)}$

Данный метод требует выполнения двух операций умножения и одной трудоемкой операции извлечения квадратного корня, что создает существенную нагрузку на ядро Cortex-M7 при непрерывной потоковой обработке.

Для оптимизации вычислений в работе задействован встроенный аппаратный сопроцессор CORDIC, входящий в состав периферии микроконтроллеров семейства STM32H7. Он реализует итерационный алгоритм Волдера (сдвигов и сложений) для быстрого перевода декартовых координат в полярные. В режиме CORDIC_FUNCTION_MODULUS сопроцессор всего за 4–8 тактов внутренней шины вычисляет значение модуля вектора $A(n)$ по входной паре (I, Q) .

Потоковые данные передаются в регистры сопроцессора через контроллер прямого доступа к памяти (DMA) без участия центрального процессора по схеме на рисунке 3.

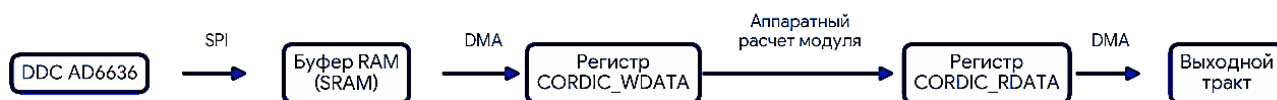


Рис. 3. Схема конвейеризации потока данных при аппаратной демодуляции

Использование аппаратного CORDIC-модуля позволяет снизить вычислительную нагрузку основного ядра микроконтроллера на этапе амплитудного детектирования более чем на 85% по сравнению с программным вызовом библиотечной функции вычисления корня.

Заключение

Предложенная программно-аппаратная архитектура цифрового тракта SDR-приемника обеспечивает эффективное выделение КВ-сигнала 6К0А3Е. Каскадная децимация с коэффициентом 5000 обеспечивает теоретический энергетический выигрыш 37 дБ, необходимый для регистрации сигналов уровнем 5.8 мкВ. Использование периферийного сопроцессора CORDIC в микроконтроллере STM32H7 разгружает ресурсы основного вычислительного ядра Cortex-M7 более чем на 85 % на этапе амплитудной демодуляции, освобождая их для задач адаптивной фильтрации и реализации интерфейсов управления в режиме реального времени.

Высвобождение значительной части ресурсов процессора открывает перспективы для интеграции методов машинного обучения непосредственно на уровне окончательного устройства (концепция Edge AI). Доступный резерв производительности позволяет развернуть компактные искусственные нейронные сети на базе оптимизированной библиотеки CMSIS-NN непосредственно на кристалле STM32H7. Это делает возможным автоматическое распознавание видов модуляции, интеллектуальную фильтрацию импульсных помех и классификацию радиосигналов в режиме реального времени без привлечения внешних вычислительных платформ.

Список использованных источников

1. AD6636: 12-Bit, Wideband Digital Downconverter. Data Sheet. – Norwood : Analog Devices, Inc., 2005. – 88 p.
2. RM0433 Reference manual: STM32H742xI/G and STM32H743xI/G advanced Arm®-based 32-bit MCUs. STMicroelectronics, 2018. – 3274 p.
3. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов : учебник для вузов / А. Б. Сергиенко. – СПб. : Питер, 2011. – 477 с.
4. радиоприёмные устройства и схемотехника: Руководство по проектированию / А. В. Смольский [и др.]. – М. : Радио и связь, 2000. – 656 с.
5. Основы проектирования радиоприёмных устройств и систем обработки сигнала / В. Н. Кузнецов [и др.]. – Минск : БГУИР, 1990. – 256 с.

УДК 338.364-048.57:681.11.031.12

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СОРТИРОВКА АККУМУЛЯТОРОВ NiCd/NiMH НА ОСНОВЕ РЕНТГЕНОВСКИХ ПРИЗНАКОВ И МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ

М.О. БЫКОВЦЕВ, И.И. ФРОЛОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: mikhail3789@gmail.com, frolov@bsuir.by

Аннотация. Предложен метод автоматизированной классификации аккумуляторов типов NiCd и NiMH на основе анализа двухэнергетических рентгеновских изображений. Метод включает сегментацию батарейки, выделение областей интереса, формирование признаков, а также классификацию с применением SVM, дерева решений и Random Forest. Показано, что использование комбинаций признаков обеспечивает высокое качество распознавания для типоразмеров AAA, AA, C и D, при этом наилучшие результаты получены с классификатором Random Forest.

Abstract. This paper proposes a method for automated classification of NiCd and NiMH rechargeable batteries based on dual-energy X-ray image analysis. The method includes battery segmentation, region-of-interest extraction, feature generation, and classification using SVM, Decision Tree, and Random Forest algorithms. The results show that feature combinations provide high recognition quality for AAA, AA, C, and D battery sizes, with the best results achieved using the Random Forest classifier.

Введение

В современных условиях особую актуальность приобретает задача автоматизированной сортировки элементов питания, обусловленная требованиями экологической безопасности и необходимостью рационального использования вторичных ресурсов. Используемые батарейки содержат токсичные компоненты, такие как кадмий и другие тяжелые металлы, которые при некорректной утилизации способны загрязнять окружающую среду. В связи с этим разработка эффективных методов их классификации является важной научно-практической задачей. Существующие методы сортировки элементов питания включают измерение массогабаритных параметров, анализ электрофизических характеристик, оптическое распознавание, а также ультразвуковые и рентгеновские технологии. Несмотря на высокую точность (до 95–99 %), данные подходы обладают рядом ограничений. Методы, основанные на геометрических параметрах и ультразвуке, чувствительны к условиям хранения и физическим повреждениям объектов. Электрофизические методы характеризуются низкой производительностью, тогда как оптические системы не обеспечивают надежного распознавания контрафактных изделий с ложной маркировкой. Наиболее перспективным направлением является применение рентгеновских технологий, обеспечивающих высокое быстродействие при сохранении точности классификации. Однако существующие решения не позволяют в полной мере различать элементы питания внутри одной химической группы, в частности аккумуляторы типов NiCd и NiMH, что обусловлено сходством их конструктивных и интегральных характеристик. В связи с этим актуальной является разработка методов классификации, основанных на анализе внутренних характеристик элементов питания. В данной работе рассматривается подход, основанный на обработке двухэнергетических рентгеновских изображений с использованием методов машинного обучения [1]. Предлагаемый метод позволяет учитывать физические параметры объектов, такие как эффективный атомный номер и плотность [2], что обеспечивает повышение точности классификации и расширяет возможности автоматизации процесса сортировки элементов питания.

Входные данные

Входными данными для разработанного пайплайна являются четыре 16-битных TIFF-изображения, полученных с рентгеновской установки BSS160X для одного элемента питания. Каждое изображение представляет собой двумерный массив пиксельных значений в диапазоне [0, 65535]. Дальнейшая обработка осуществляется над указанными массивами с применением попиксельных операций, а также операций, выполняемых вдоль строк изображения.

В табл. 1 приведено описание входных изображений.

Таблица 1. Описание входных изображений

Обозначение изображения	Описание	Тип данных
$I(E_{high})$	Изображение высокой энергии	uint16
$I(E_{low})$	Изображение низкой энергии	uint16
$I(D_{16})$	Проекционная толщина, эквивалентная слою чистого алюминия	float32
$I(Z_{eff})$	Изображение, представляющее собой эффективный атомный номер	float32

В табл. 2 приведены параметры рентгеновской установки.

Таблица 2. Параметры рентгеновской установки

Параметры установки	Значение	Описание
FS	100 мм	расстояние фокус–конвейер
FD	360 мм	расстояние фокус–детектор
I_0	60 000	Отклик детектора без объекта
Диапазон	[0, 65535]	16-битная шкала

Первичная сегментация изображения.

На первом этапе сегментации выполняется выделение батарейки как единого объекта на фоне. Пиксели с интенсивностью $I(E_{high})$, значения которых ниже заданного порога τ_1 , соответствуют области материала объекта, поскольку элемент питания поглощает рентгеновское излучение. Пиксели с более высокими значениями интенсивности относятся к фоновым областям, включая воздух и элементы конструкции сканирующей системы.

Бинаризация изображения осуществляется по следующему правилу (рис. 1):

$$B(x, y) = \begin{cases} 1, & \text{если } I(E_{high}) < \tau_1 \\ 0, & \text{иначе} \end{cases} \quad (1)$$

В качестве порогового значения используется $\tau_1 = 55000$, выбранное эмпирически на основе анализа интенсивностей изображений. В результате данной операции формируется бинарная маска $I_{mask}(0,1)$, в которой единичные значения соответствуют области батарейки, а нулевые — фону.

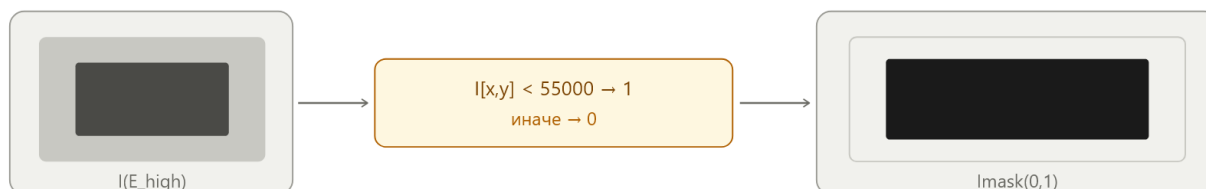


Рис. 1. Схема формирования бинарной маски по пороговому значению τ_1

Поиск внешнего контура батарейки

После формирования бинарной маски выполняется поиск контуров исследуемого объекта. Для этого используется метод выделения контуров, реализованный в библиотеке OpenCV [3]. Поиск осуществляется без построения иерархии контуров, при этом сохраняются все точки границы объекта без аппроксимации. Из множества найденных контуров исключаются области, площадь которых превышает заданное пороговое значение $S_{max} = 70000$ пикселей. Такое ограничение позволяет исключить крупные фоновые области и элементы конструкции сканирующей системы, которые не относятся к анализируемому объекту. Далее в качестве контура батарейки выбирается контур с максимальной площадью среди оставшихся допустимых контуров.

Алгоритм выбора контура можно представить следующим образом:

$$C = \{c_i : S(c_i) < S_{max}\} \quad (2)$$

$$cnt = \operatorname{argmax} S(c_i), \quad c_i \in C \quad (3)$$

где $S(c_i)$ — площадь i -го контура, S_{max} — эмпирически заданное ограничение площади, cnt — выбранный внешний контур батарейки.

Пороговое значение $S_{max} = 70000$ пикселей выбрано эмпирически с учетом размеров анализируемых элементов питания. При изменении типоразмера объектов данное значение требует дополнительной корректировки.

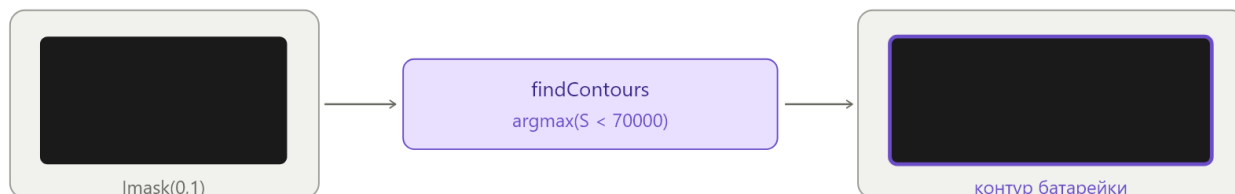


Рис. 2. Поиск внешнего контура объекта на бинарной маске.

Формирование маски объекта и выделение области интереса (ROI)

После определения внешнего контура объекта выполняется его заливка с целью формирования бинарной маски $I_{mask\_battery}(x, y)$, описывающей область батарейки. Для этого все пиксели, принадлежащие контуру и его внутренней области, принимают значение единицы, тогда как остальные пиксели обнуляются.

Далее на основе найденного контура определяется ограничивающий прямоугольник (Region of Interest, ROI), который используется для обрезки исходных изображений [3]. Применение ROI позволяет существенно сократить объём обрабатываемых данных, а также исключить влияние фоновых областей, не относящихся к объекту исследования.

Координаты ROI задаются параметрами (x, y, w, h) , соответствующими положению и размерам ограничивающего прямоугольника. Обрезка изображений выполняется в пределах данной области с дополнительным отступом в один пиксель по горизонтали, что позволяет исключить крайние столбцы, потенциально содержащие артефакты, обусловленные неточностями выделения контура.

В результате выполняется обрезка всех исходных изображений по единой области ROI, включая изображения высокой и низкой энергий, а также производные изображения эффективного атомного номера и эквивалентной толщины. Это обеспечивает сохранение пространственного соответствия пикселей между различными каналами данных и корректность последующего анализа.

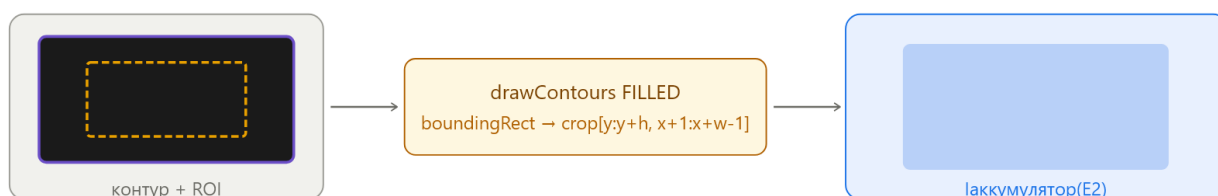


Рис. 3. Формирование маски объекта и выделение области интереса (ROI).

Вторичная бинаризация (выделение внутренних структур)

На втором этапе сегментации выполняется уточняющее разделение области батарейки на внутренние функциональные элементы (активное вещество электродов, разделитель) и корпус. Для этого используется бинаризация изображения $cropHigh$, полученного после обрезки по области интереса (ROI).

Пороговая обработка осуществляется с использованием пониженного порогового значения τ_2 , позволяющего выделить более плотные внутренние структуры объекта. Бинарная маска формируется по следующему правилу:

$$B_2(x, y) = \begin{cases} 1, & \text{если } cropHigh(x, y) < \tau_2 \\ 0, & \text{иначе} \end{cases} \quad (4)$$

Порог τ_2 подобран эмпирически. Требуется настройки при изменении условий съёмки или появлении новых партий аккумуляторов.

Физическое обоснование выбора τ_2 основано на различии коэффициентов ослабления рентгеновского излучения [2]. Области, соответствующие активному веществу (например, никель и кадмий), характеризуются более высоким поглощением излучения, что приводит к снижению интенсивности сигнала на детекторе ($cropHigh < \tau_2$). Напротив, корпус, разделитель и воздушные промежутки обладают меньшим коэффициентом ослабления и, соответственно, более высоким уровнем сигнала ($cropHigh \geq \tau_2$).

Следует отметить, что $\tau_2 \ll \tau_1$, поскольку внутренние структуры батарейки характеризуются более низкими значениями интенсивности по сравнению с объектом в целом. В результате формируется внутренняя бинарная маска $I'_{mask}(0,1)$, отражающая распределение плотных компонентов внутри батарейки.

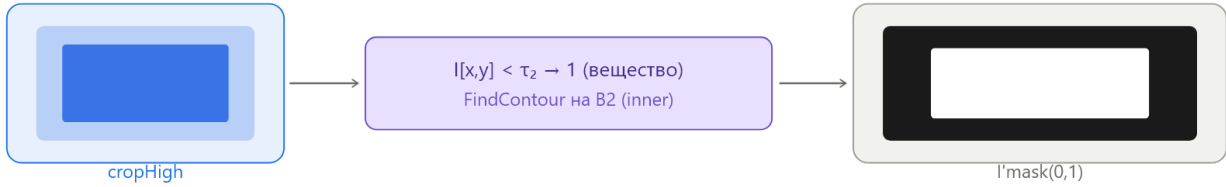


Рис. 4. Схема вторичной бинаризации и выделения внутренней области батарейки по порогу τ_2 .

Формирование масок I_{in_mask} и I_{out_mask}

На основе выделенного внутреннего контура формируются две взаимодополняющие бинарные маски, соответствующие различным областям аккумулятора: области активного вещества и области корпуса. Маска I_{in_mask} описывает внутреннюю область батарейки, включающую электроды и разделитель, тогда как маска I_{out_mask} соответствует области корпуса. Формирование маски внутренней области осуществляется следующим образом:

$$I_{in\_mask}(x, y) = \begin{cases} 1, & \text{если пиксель принадлежит внутреннему контуру,} \\ 0, & \text{иначе} \end{cases} \quad (5)$$

Маска корпуса определяется как разность между внешней и внутренней областями:

$$I_{out\_mask}(x, y) = \begin{cases} 1, & \text{если пиксель принадлежит внешнему контуру,} \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases} \quad (6)$$

Таким образом, маски $I_{in\_mask}(x, y)$ и $I_{out\_mask}(x, y)$ являются взаимодополняющими и в совокупности полностью покрывают область интереса (ROI) батарейки без перекрытия:

$$I_{mask\_battery}(x, y) = I_{in\_mask}(x, y) + I_{out\_mask}(x, y), \\ I_{mask\_total}(x, y) \in \{0,1\}, I_{out\_mask}(x, y) \cap I_{in\_mask}(x, y) = \emptyset \quad (7)$$

Следует отметить, что область $I_{in\_mask}(x, y)$ соответствует активному веществу (электроды и разделитель), тогда как область $I_{out\_mask}(x, y)$ характеризует материал корпуса, который может варьироваться между различными производителями. В связи с этим признаки, извлекаемые из области корпуса, обладают меньшей устойчивостью и информативностью по сравнению с признаками, относящимися к внутренней области аккумулятора.

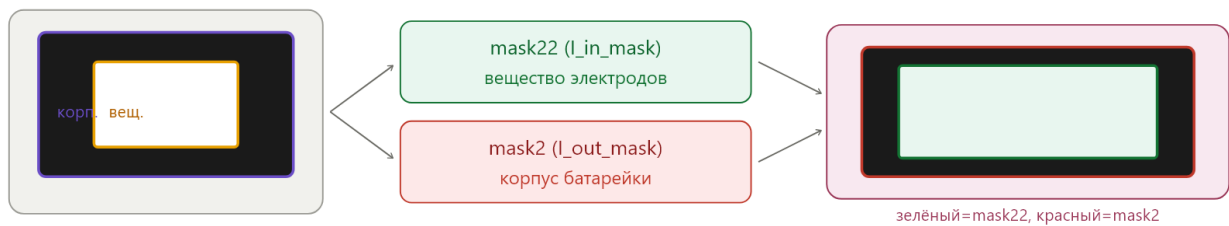


Рис. 5. Формирование взаимодополняющих масок внутренней области и корпуса батарейки.

Применение масок к изображению $I(Z_{eff})$

На данном этапе выполняется попиксельное применение ранее сформированных бинарных масок к изображению эффективного атомного номера $I(Z_{eff})$. В результате формируются три производных изображения, соответствующие различным структурным областям батарейки: всей области объекта, области корпуса и области активного вещества.

Таким образом, каждое из полученных изображений содержит значения Z_{eff} , ограниченные соответствующей анатомической зоной объекта.

Во всех случаях диапазон значений эффективного атомного номера лежит в пределах $Z_{eff} \in [0, 50]$. На основе полученных изображений вычисляются скалярные признаки, представляющие собой усреднённые значения Z_{eff} по ненулевым пикселям каждой области:

$$f_1 = \text{mean}(I_{\text{акк}}(Z_{\text{eff}}) \mid Z_{\text{eff}} > 0), \quad (8)$$

$$f_2 = \text{mean}(I_{\text{вещ}}(Z_{\text{eff}}) \mid Z_{\text{eff}} > 0), \quad (9)$$

$$f_3 = \text{mean}(I_{\text{корп}}(Z_{\text{eff}}) \mid Z_{\text{eff}} > 0) \quad (10)$$

Полученные признаки характеризуют средний эффективный атомный номер для различных структурных зон батарейки и используются на последующих этапах классификации.

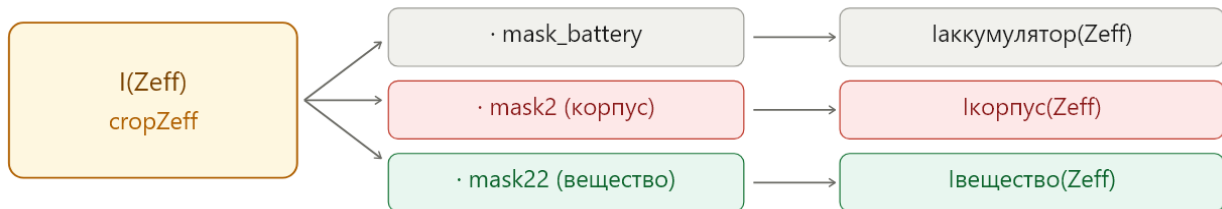


Рис. 6. Применение масок к изображению $I(Z_{\text{eff}})$ и выделение зон батарейки.

Геометрическая нормировка $\rightarrow I'(\rho > 0)$

Для корректного определения эффективной плотности материала аккумулятора необходимо учитывать проекционную толщину объекта в каждом пикселе. В силу конической геометрии рентгеновского пучка угол прохождения луча через объект изменяется вдоль строки изображения, что приводит к вариации эффективной длины пути излучения в материале. В связи с этим выполняется геометрическая нормировка сигнала с использованием аналитически вычисляемой проекционной толщины.

На основе вычисленной проекционной толщины выполняется нормировка сигнала изображения эквивалентной толщины:

$$\rho(x, y) = \frac{D_{16}(x, y)}{N_1 N_2(x, y)} \quad (11)$$

где $\rho(x, y)$ — эффективная плотность материала, выраженная в эквиваленте алюминия $[\frac{\text{г}}{\text{см}^3}]$.

Пиксели, для которых $N_1 N_2(x, y) = 0$ (как правило, соответствующие крайним областям изображения), исключаются из анализа путем обнуления. В результате формируется изображение $I'(\rho > 0)$, в котором каждое значение пикселя имеет физическую интерпретацию как эффективная плотность материала.

Следует отметить, что описанный подход корректен при условии, что объект имеет близкое к круговому поперечному сечению, что соответствует геометрии большинства цилиндрических элементов питания.

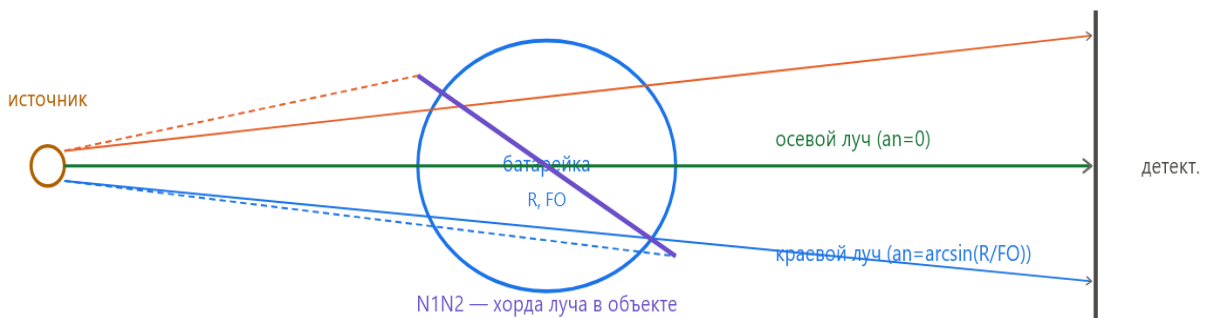


Рис. 7. Определение проекционной толщины объекта.

Формирование признакового пространства и структуры датасета

На заключительном этапе обработки из каждого производного изображения извлекается одно скалярное значение, представляющее собой среднее арифметическое по ненулевым пикселям соответствующей области. Полученные значения формируют вектор признаков, характеризующий одну батарейку, который далее используется для построения обучающей выборки.

Общая формула для всех 5 признаков:

$$f_k = \frac{1}{n_k} \sum_i X_i, \text{ при } X_i > 0 \quad (12)$$

где n_k – число ненулевых пикселей в области k ; X_i – значение пикселя.

Для каждого объекта формируется вектор признаков $f = (f_1, f_2, f_3, f_4, f_5)$, где f_1 – среднее значение эффективного атомного номера по всей области батарейки; f_2 – среднее значение по области активного вещества (электроды и разделитель); f_3 – среднее значение по области корпуса; f_4 – средняя эквивалентная толщина, характеризующая проекционную массу; f_5 – средняя эффективная плотность.

На основе сформированных векторов признаков формируется размеченный датасет (табл. 3), в котором каждая строка соответствует отдельному объекту (батарейке). Признаки $f_1 \dots f_5$ выступают в качестве независимых переменных, тогда как поле `type` задаёт целевую метку класса (*NiCd* или *NiMH*), а поле `Size` – типоразмер элемента питания (AAA, AA, C, D). Дополнительное поле `number` содержит идентификатор исходного файла и не используется при обучении модели.

Таблица 3. Структура датасета (1 строка = 1 батарейка):

$f_1 \dots f_5$	Независимые переменные (признаки)
<code>type</code>	'nacd' / 'nimh' – целевая метка
<code>Size</code>	'aaa' / 'aa' / 'c' / 'd' – типоразмер
<code>number</code>	ID файла (не используется при обучении)

Для оценки эффективности классификации рассматриваются все возможные непустые подмножества признаков. В общей сложности анализируется 31 комбинация признаков, каждая из которых тестируется с использованием трёх различных классификаторов для четырёх типоразмеров элементов питания, что в совокупности составляет 372 вычислительных эксперимента.

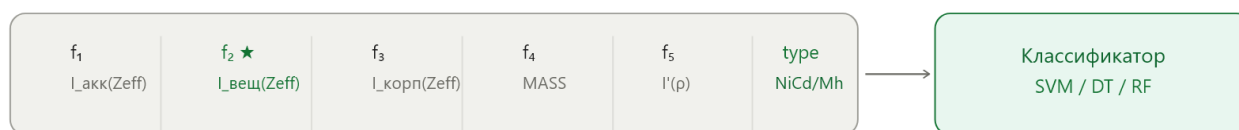


Рис. 8. Формирование вектора признаков и подача на классификатор.

Описание признаков

Для каждого аккумулятора формируется вектор из пяти скалярных признаков (табл. 4), вычисляемых как среднее арифметическое по ненулевым пикселям соответствующей сегментированной области:

Таблица 4. Описание признаков

№	Источник	Физический смысл и особенности
f_1	$I_{\text{акк}}(Z_{\text{eff}})$	Среднее значение эффективного атомного номера, вычисленное по всей области объекта, отражает интегральный вклад как материала корпуса, так и внутреннего вещества батарейки. Данный признак характеризует обобщённый химический состав объекта, однако при совместном анализе различных типоразмеров обладает ограниченной дискриминирующей способностью.
f_2	$I_{\text{корп}}(Z_{\text{eff}})$	Среднее значение эффективного атомного номера в области корпуса отражает материал оболочки (например, металлические или неметаллические полимерные покрытия). Данный признак демонстрирует наибольшую информативность при классификации элементов питания типоразмера C. Однако данный признак является нестабильным, так как материалы корпуса могут различаться у разных производителей, что снижает его способность эффективно различать классы при анализе разных партий аккумуляторов.
f_3	$I_{\text{вещ}}(Z_{\text{eff}})$	Среднее значение эффективного атомного номера в области активного вещества электродов. Данный признак демонстрирует наибольшую информативность при классификации элементов питания типоразмеров AAA и AA. В то же время для типоразмера C его дискриминирующая способность снижается вследствие перекрытия значений между классами.
f_4	$I(D_{16})$	Средняя эквивалентная толщина, выраженная в пересчёте на алюминий $[\frac{\Gamma}{\text{см}^2}]$, характеризует проекционную массу единицы площади сечения объекта. Данный признак

№	Источник	Физический смысл и особенности
		коррелирует с плотностью материала: аккумуляторы типа NiCd, как правило, обладают более высокими значениями по сравнению с NiMH. Признак вносит вклад в задачу классификации для всех типоразмеров, однако его использование в качестве единственного параметра является недостаточным для надёжного разделения классов.
f_5	$\Gamma(\rho)$	Средняя эффективная плотность, выраженная в эквиваленте алюминия $[\frac{\rho}{\text{см}^3}]$, определяется после геометрической нормировки с учётом конической геометрии рентгеновского пучка. В отличие от признака f_4 , значения пикселей нормируются на их фактическую проекционную толщину, что обеспечивает более корректную физическую интерпретацию. Следует отметить, что данный подход применим при условии близкого к круговому поперечному сечению объекта.

Разделимость признаков по типоразмерам

Качественная оценка информативности каждого признака в задаче бинарного разделения NiCd/NiMH представлена в табл. 5.

Таблица 5. Качественная оценка информативности признаков при классификации NiCd/NiMH аккумуляторов

Признак	AAA	AA	C	D	Физический смысл
f_1	Умеренная	Умеренная	Слабая	Слабая	Глобальный состав объекта
f_2	Слабая	Умеренная	Хорошая	Слабая	Состав корпуса (ненадёжен)
f_3	Отличная	Отличная	Слабая	Умеренная	Активное вещество электродов
f_4	Хорошая	Хорошая	Хорошая	Умеренная	Средняя проекционная масса
f_5	Хорошая	Хорошая	Умеренная	Умеренная	Эффективная плотность (норм.)

В рамках качественной оценки используются следующие уровни информативности: «отличная» — практически полное отсутствие перекрытия между классами; «хорошая» — умеренное перекрытие при сохранении разделимости; «умеренная» — значительное перекрытие; «слабая» — отсутствие выраженной разделяющей способности признака.

Формирование датасета

Для каждого аккумулятора формируется одна строка в структурированном датасете. Датасет компонуется отдельно по типоразмерам (AAA, AA, C, D), поскольку абсолютные значения признаков существенно различаются между типоразмерами. Классы не сбалансированы: количество NiMH-аккумуляторов в выборках заметно превышает количество NiCd. Метка класса ('niced'/'nimh') является зависимой переменной, остальные 5 столбцов – независимые переменные.

Применяемые классификаторы

Для задачи бинарной классификации NiCd/NiMH тестируются три нелинейных классификатора [4]:

SVM с RBF-ядром ($C=1$, $\gamma=\text{'scale'}$). Метод опорных векторов с радиальной базисной функцией. Трансформирует пространство признаков в высокоразмерное пространство посредством kernel-функции, что обеспечивает нелинейное разделение без явного вычисления отображения. Выделен как наиболее перспективный с точки зрения дальнейшей работы с пространствами признаков.

DecisionTreeClassifier (random_state=42). Интерпретируемое дерево решений на основе взаимной информации. Позволяет явно выявить пороговые значения признаков, обеспечивающих разделение, что важно для физической интерпретации.

RandomForestClassifier (random_state=42). Ансамблевый метод (bagging) деревьев решений.

Устойчив к переобучению и к шуму в признаках. Обеспечивает оценку важности признаков через среднее снижение примесей.

Метрики оценки

Метрика Ассигасу (точность) не используется ввиду несбалансированности классов.

Применяются:

Recall (полнота) – доля правильно обнаруженных объектов данного класса. Критична в задачах, где пропуск NiCd-аккумулятора (высокотоксичного) недопустим.

Precision (точность) – доля верных предсказаний среди всех предсказанных как данный класс.

ROC-AUC – площадь под ROC-кривой. Является интегральной характеристикой классификатора, инвариантной к порогу принятия решения. Позволяет корректно сравнивать классификаторы на несбалансированных выборках.

Recall и Precision вычисляются отдельно для каждого класса (NiCd и NiMH), что позволяет независимо оценить качество обнаружения каждого типа.

После сортировки элементы питания направляются на специализированную переработку, в том числе с применением технологических процессов, зависящих от химического состава батареек. Поэтому попадание элементов питания другого типа в отсортированную фракцию может ухудшать качество переработки, снижать эффективность извлечения полезных компонентов и создавать дополнительные технологические риски.

Метрика **Precision** напрямую отражает чистоту фракции. Таким образом, чем выше значение **Precision**, тем меньше посторонних элементов содержится в соответствующей фракции.

Recall используется как дополнительная метрика, поскольку позволяет контролировать полноту извлечения каждого класса. При использовании только Precision возможна ситуация, когда фракция имеет высокую чистоту, но значительная часть элементов данного класса не попадает в соответствующую бочку и направляется в нераспознанные или ошибочные фракции. Таким образом, Recall позволяет убедиться, что высокая чистота фракции не достигается за счёт чрезмерного количества пропущенных или нераспознанных элементов питания.

Также дополнительно используется метрика **ROC-AUC**. Она применяется как интегральная проверка качества классификатора и его способности корректно различать типы элементов питания.

Протокол экспериментов

Тестируются все 31 непустое подмножество из 5 признаков ($C(5,1) + C(5,2) + C(5,3) + C(5,4) + C(5,5) = 5 + 10 + 10 + 5 + 1 = 31$).

Для каждой комбинации признаков каждый из 3 классификаторов обучается и оценивается на данных соответствующего типоразмера. Итого: $31 \times 3 = 93$ эксперимента на типоразмер, 372 эксперимента суммарно.

Оценка производится в режиме кросс-валидации без жёсткого разделения на обучающую и тестовую выборку (согласно структуре отчёта). Параметры классификаторов фиксированы (не оптимизируются по сетке). Данные по каждому типоразмеру обрабатываются независимо.

Таблица 6. Сравнение классификаторов по метрике ROC-AUC

Классификатор	AAA	AA	C	D
SVM (RBF)	1.00	0.99	0.97	0.96
DecisionTree	1.00	0.99	0.94	0.92
RandomForest	1.00	0.99	0.99	0.97

Аналитические выводы

AAA (наилучший типоразмер для классификации). Для этого типоразмера задача решается идеально: все три классификатора при достаточном наборе признаков достигают ROC-AUC = 1.0, Recall = 1.0, Precision = 1.0. Уже одиночный признак f_3 с SVM или RF даёт ROC-AUC = 1.0. Это объясняется наибольшей однородностью партии и наибольшим относительным вкладом активного вещества в суммарный сигнал для малого типоразмера AAA.

АА. Задача решается с высоким качеством: максимальный ROC-AUC = 0.99 (SVM и RF на нескольких комбинациях). Признак f_3 снова ключевой – комбинация $f_3 + f_4$ с RF даёт ROC-AUC = 0.99 при Recall NiCd = 1.0. Расширение набора признаков от одиночного к паре или тройке устойчиво улучшает результат.

С (сложный типоразмер). Одиночный признак f_3 практически бесполезен (ROC-AUC ≤ 0.65), тогда как f_2 даёт 0.93. Лучшие результаты достигаются только при комбинировании f_2 с другими признаками: $f_2 + f_3$ с RF = 0.99, $f_2 + f_3 + f_5$ с RF = 0.99. Это свидетельствует о том, что для С-аккумуляторов различие в составе вещества слабее выражено, и дополнительную разделяющую информацию несёт корпус.

D (наиболее сложный типоразмер). Максимальный ROC-AUC = 0.97 (RF, комбинация $f_1 + f_2 + f_5$). Ни один одиночный признак не даёт более 0.91. Для этого типоразмера необходимы минимум 2–3 признака, а RF стабильно превосходит SVM и DT. Сложность объясняется более толстым корпусом и большим абсолютным размером, что снижает чувствительность относительного сигнала к составу вещества.

Роль RandomForest. RF является наиболее устойчивым классификатором: для типоразмеров С и D он превосходит SVM и DT на большинстве комбинаций. SVM с RBF конкурентоспособен на AAA/AA и имеет потенциал улучшения через kernel engineering.

Одиночные vs. составные признаки. Устойчивый вывод для всех типоразмеров: добавление второго и третьего признака к лучшему одиночному улучшает или не ухудшает результат. Оптимальный размер набора признаков составляет 2–4: полный набор из 5 признаков не всегда обеспечивает лучший результат (например, для АА сочетания из 2–3 признаков с RF иногда превосходят полный набор).

Заключение

В работе разработан и реализован воспроизводимый пайплайн автоматизированной классификации аккумуляторов типов NiCd и NiMH. Предложенный подход включает двухуровневую сегментацию с применением методов компьютерного зрения, обеспечивающую выделение батареек из фона и последующее разделение на области активного вещества и корпуса, а также формирование геометрически нормированного признака эффективной плотности f_5 , учитывающего коническую геометрию рентгеновского пучка. Проведено систематическое исследование всех 31 комбинации признаков с использованием трёх классификаторов для четырёх типоразмеров аккумуляторов, что в совокупности составляет 372 вычислительных эксперимента.

Экспериментально установлено, что признак f_3 , характеризующий область активного вещества, обладает наибольшей дискриминирующей способностью для типоразмеров AAA и AA. Показано, что использование комбинаций признаков обеспечивает более устойчивые результаты по сравнению с применением одиночных признаков, при этом наилучшие показатели достигаются при использовании 2–4 признаков. Среди рассмотренных методов классификации наибольшую эффективность продемонстрировал алгоритм Random Forest, обеспечивающий стабильные результаты для всех типоразмеров.

Достигнуты высокие значения метрики ROC-AUC: 1.0 для типоразмера AAA, 0.99 для AA и С, и 0.97 для D, что свидетельствует о высокой точности и надёжности предложенного метода. На основе полученных результатов сформулированы рекомендации для практического применения: для типоразмеров AAA и AA целесообразно использование комбинации признаков $f_3 + f_4$, тогда как для типоразмеров С и D — комбинации $f_2 + f_3 + f_5$ в сочетании с классификатором Random Forest.

Список использованных источников

1. Lehmann, L. A. Generalized image combinations in dual KVP digital radiography / L. A. Lehmann, R. E. Alvarez, A. Macovski [et al.] // Medical Physics. — 1981. — Vol. 8, № 5. — P. 659—667.
2. Hubbell, J. H. Tables of X-Ray Mass Attenuation Coefficients and Mass Energy-Absorption Coefficients 1 keV to 20 MeV for Elements Z = 1 to 92 and 48 Additional Substances of Dosimetric Interest / J. H. Hubbell, S. M. Seltzer. — Gaithersburg : National Institute of Standards and Technology, 1995. — 120 p. — NISTIR 5632.
3. Szeliski, R. Computer Vision: Algorithms and Applications / R. Szeliski. — 2nd ed. — Cham : Springer, 2022. — 925 p.
4. James, G. An Introduction to Statistical Learning: with Applications in Python / G. James, D. Witten, T. Hastie, R. Tibshirani, J. Taylor. — Cham : Springer, 2023. — 607 p.

УДК 621.396.677.51:004.8

РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ПЕЛЕНГАТОР НА БАЗЕ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ПОДРЕШЕТКАМИ И КОМБИНИРОВАННОЙ ИСКУССТВЕННОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

И.А. ДУБОВИК¹, И.А. ЗАЙЦЕВ², С.В. КОЗЛОВ²

¹Военная академия Республики Беларусь (Минск, Республика Беларусь)

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(Минск, Республика Беларусь)

E-mail: i.zajtsev@bsuir.by

Аннотация. Предложен вариант построения радиолокационного пеленгатора на базе антенной решетки с подрешетками для измерения угловых координат цели при наличии перестройки частоты и амплитудно-фазочастотных неидентичностей (АФЧН) приемных каналов подрешеток. Основу измерителя угловых координат составляет комбинированная искусственная нейронная сеть, состоящая из сверточной сети для анализа пространственных признаков в выходных сигналах виртуальных приемных каналов и многослойного перцептрона, который формирует оценку угловых координат с учетом направлений фазирования, перестройки несущей частоты и АФЧН каналов.

Abstract. A variant of a radar direction finder based on an antenna array with subarrays is proposed for measuring target angular coordinates under frequency hopping and amplitude-phase-frequency non-identities of the subarray receiving channels. The core of the angular coordinate estimator is a combined artificial neural network comprising a convolutional neural network for spatial feature analysis in the output signals of virtual receiving data channels and a multilayer perceptron that estimates the angular coordinates while accounting for scanning directions, carrier frequency tuning, and amplitude-phase-frequency non-identities of channels.

Введение

В настоящее время требования к точности оценивания угловых координат (УК) воздушных объектов для радиолокационных средств все больше возрастают. Это вызвано необходимостью эффективно решать задачи обнаружения и сопровождения радиолокационных целей в условиях сложной электромагнитной обстановки. Для обеспечения высокой помехоустойчивости измерителей УК используют многоканальные приемные системы с разделением апертуры антенной решетки (АР) на подрешетки (ПР) и оптимальные алгоритмы обработки сигналов, включая методы цифрового диаграммообразования (ЦДО), обнаружения и измерения координат [1].

Проблемный вопрос измерения УК, в отличие от определения дальности и скорости радиолокационной цели, состоит в трудностях формирования эталонного распределения амплитуд выходных сигналов системы обработки как при физическом, так и при виртуальном сканировании заданной угловой области. Наиболее простым и часто используемым является вариант формирования разностных и суммарного каналов, отношения выходных сигналов которых прямо определяет угловые координаты цели. В качестве альтернативы суммарно-разностному методу [2] используется подход, при котором осуществляется дискретный перебор возможных угловых положений цели с вычислением значения функции правдоподобия для каждого из них и последующим выбором оценки угла, соответствующей ее максимальному значению [3]. Его ограничением являются крайне высокие вычислительные затраты, обусловленные необходимостью нахождения аргумента максимума решающей статистики в пределах главного лепестка (ГЛ) диаграммы направленности (ДН) АР в реальном масштабе времени.

Дополнительные трудности возникают при использовании перестройки рабочей частоты радиолокатора, применяемой для повышения устойчивости к естественным и преднамеренным помехам. Поскольку ДН и крутизна пеленгационной характеристики зависят от несущей частоты f_0 , любое отклонение частоты принимаемого сигнала от опорной вызывает физическое смещение лучей сетки и соответствующее смещение максимума функции правдоподобия. Для компенсации этого эффекта требуется введение поправок, что еще больше усложняет алгоритмическую структуру пеленгатора. Ситуация также усложняется наличием амплитудно-фазочастотных неидентичностей (АФЧН) приемных каналов АР с подрешетками.

В последнее время в разных разделах радиотехники интенсивно развиваются подходы на основе искусственных нейронных сетей (ИНС). Их применяют для детектирования, распознавания и обработки сигналов. Такие сети способны извлекать скрытые закономерности и обладают природным параллелизмом

вычислений, благодаря чему становятся привлекательным средством обработки сигналов в многоканальных приемных системах. В частности, для уменьшения вычислительной сложности, присущей алгоритму анализа функции правдоподобия, может быть предложено использование ИНС для вычисления оценки УК. К примеру, как показано в [3], элементы нормированной верхнетреугольной корреляционной матрицы (КМ) содержат всю необходимую информацию об УК источников сигналов и могут служить входным вектором для ИНС.

Актуальность этого направления подтверждают научные публикации, в которых ИНС используются для определения УК целей, а также исследуются разные типы архитектур ИНС [4-7].

Целью настоящей работы является разработка варианта построения пеленгатора с формированием сетки каналов на основе виртуального сканирования пространственной области с использованием ИНС, обеспечивающего эффективную работу устройства с перестройкой частоты и АФЧН приемных каналов и позволяющего отказаться от использования поправочных таблиц для упрощения процесса пеленгации с обеспечением точности измерения УК, близкой к потенциально достижимой.

Пеленгатор с виртуальным сканированием пространственной области

Метод определения УК на основе виртуального сканирования заданной пространственной области в пеленгаторе реализуется с использованием цифровой фазированной антенной решетки (ЦФАР), разделенной на подрешетки (ПР). Рассматривается АР, которая состоит из $L = N_y^{\text{ан}} N_z^{\text{ан}}$ ПР, организованных в прямоугольную структуру – по оси азимута (Oy) расположено $N_y^{\text{ан}}$ ПР, а по оси угла места (Oz) – $N_z^{\text{ан}}$ ПР. Каждая ПР представляет собой решетку из $N_y^{\text{под}} \times N_z^{\text{под}}$ антенных элементов (АЭ) с индивидуальными фазовращателями (ФВ), обеспечивающими электронное управление лучом ПР по азимуту и углу места. Расстояние между отдельными излучателями составляет $\lambda/2$ для исключения побочных главных максимумов в ДН. При средней несущей частоте $f_0 = 10$ ГГц, $N_y^{\text{ан}} = N_y^{\text{под}} = 6$; $N_z^{\text{ан}} = N_z^{\text{под}} = 4$ физические размеры всей АР составляют $6 \cdot 6 \cdot (\lambda/2) = 18\lambda$ по азимуту и $4 \cdot 4 \cdot (\lambda/2) = 8\lambda$ по углу места. Потенциальная точность измерений в таком пеленгаторе зависит от ширины ГЛ ДН, которая для всей решетки вычисляется по азимуту как $\Delta\alpha = 51^\circ \cdot \lambda / (N_y^{\text{ан}} \cdot N_y^{\text{под}} \cdot d)$ и по углу места как $\Delta\beta = 51^\circ \cdot \lambda / (N_z^{\text{ан}} \cdot N_z^{\text{под}} \cdot d)$.

Процедура пеленгации с формированием сетки приемных каналов сводится к решению оптимизационной задачи по нахождению оценки угловых координат $\hat{\alpha}, \hat{\beta}$ в пределах ГЛ ДН. В данном случае измерение УК может выполняться как с компенсацией помех, так и без ее применения.

В случае использования адаптивной пространственной компенсации помех выражение для оценок УК будет иметь вид [2]

$$\begin{aligned} \hat{\alpha}, \hat{\beta} &= \arg \max_{\alpha, \beta, t=t_r} \frac{\left| V \left\{ \mathbf{w}^H(\alpha, \beta, \mathbf{p}) \cdot \mathbf{y}(t) \right\} \right|^2}{\mathbf{w}^H(\alpha, \beta, \mathbf{p}) \cdot \hat{\Phi} \cdot \mathbf{w}(\alpha, \beta, \mathbf{p})} = \\ &= \arg \max_{\alpha, \beta, t=t_r} \left| \frac{V \left\{ \mathbf{w}^H(\alpha, \beta, \mathbf{p}) \cdot \mathbf{y}(t) \right\}}{\sqrt{\hat{P}_{\text{п+ш}}(\alpha, \beta, \mathbf{p})}} \right|^2 = \arg \max_{\alpha, \beta, t=t_r} \left| V \left\{ \mathbf{w}_n^H(\alpha, \beta, \mathbf{p}) \cdot \mathbf{y}(t) \right\} \right|^2, \end{aligned} \quad (1)$$

где t_r – времени задержки отраженного сигнала; V – оператор, отражающий накопление сигналов в устройствах внутрипериодной (ВПО) и междупериодной (МПО) обработки радиолокатора;

$$\mathbf{w}(\alpha, \beta, \mathbf{p}) = \hat{\Phi}^{-1} \mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p}) \quad (2)$$

– вектор весовых коэффициентов (ВВК), оптимальный по критерию максимизации отношения сигнал/(шум + помеха) (ОСШП) при приеме отраженного сигнала с углового направления (α, β) и заданного направления наблюдения по азимуту α_{ph} , углу места β_{ph} и несущей частоты f_0 , объединенных в вектор $\mathbf{p} = (\alpha_{ph}, \beta_{ph}, f_0)^T$ условий наблюдения; H – знак эрмитового сопряжения; $\mathbf{y}(t) = (\dot{Y}_1(t), \dots, \dot{Y}_L(t))^T$ – вектор выходных сигналов $\ell = \overline{1, L}$ ПР АР; $\hat{\Phi}$ – оценка КМ случайных процессов на выходах приемных каналов, соответствующих ПР радиолокатора; $\hat{P}_{\text{п+ш}}(\alpha, \beta, \mathbf{p}) = \mathbf{w}^H(\alpha, \beta, \mathbf{p}) \cdot \hat{\Phi} \cdot \mathbf{w}(\alpha, \beta, \mathbf{p})$ – оценка мощности остатков помех и взвешенных

внутренних шумов приемных каналов для заданного направления и условий наблюдения;

$$\mathbf{w}_n(\alpha, \beta, \mathbf{p}) = \frac{\hat{\Phi}^{-1} \mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p})}{\sqrt{\hat{P}_{\text{п+ш}}(\alpha, \beta, \mathbf{p})}} \quad (3)$$

– нормированный ВВК.

Задача (1) может быть решена классическими численными методами, такими как градиентный спуск или метод Ньютона. Однако практическая реализация таких алгоритмов в реальном масштабе времени сталкивается с высокими вычислительными затратами при решении систем линейных уравнений для каждого узла пространственной сетки, что при пеленгации в двух плоскостях приводит к квадратичному росту объема вычислений.

При реализации алгоритма пеленгования без компенсации помех предполагается, что $\hat{\Phi} = \hat{\Phi}^{-1} = \mathbf{I}$, $\mathbf{w}(\alpha, \beta, \mathbf{p}) = \mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p})$ и выражение для оценок УК упрощается до вида (аргумент времени опущен)

$$\hat{\alpha}, \hat{\beta} = \arg \max_{\alpha, \beta} \frac{|\mathbf{f}^H(\alpha, \beta, \mathbf{p}) \cdot \mathbf{y}|^2}{|\mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p})|^2} = \arg \max_{\alpha, \beta} |\mathbf{w}_n(\alpha, \beta, \mathbf{p}) \cdot \mathbf{y}|^2 \quad (4)$$

где

$$\mathbf{w}_n(\alpha, \beta, \mathbf{p}) = \frac{\mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p})}{|\mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p})|}. \quad (5)$$

Алгоритм (4) является полностью аналогичным (1), за исключением процедуры вычисления нормированного ВВК. В выражении (4) для упрощения записи не приведены зависимость от времени и оператор $\mathcal{V}$ оптимального накопления сигнала в радиолокаторе.

Для процесса пеленгации согласно (1) или (4) осуществляется последовательное виртуальное сканирование угловых направлений внутри ГЛ ДН АР на передачу векторами (2) или (5), в процессе которого вычисляются значения оценки вида $Z(\alpha, \beta, \mathbf{p}) = |\mathbf{w}_n(\alpha, \beta, \mathbf{p}) \cdot \mathbf{y}|^2$ с последующим нахождением аргумента максимума в угловой заданной области.

Более сложный алгоритм пеленгации с адаптивной пространственной компенсацией помех (1), по сравнению с алгоритмом (4), может быть реализован на ИНС двумя стратегиями.

Первая стратегия заключается в подаче на вход ИНС нормированной КМ процессов на выходах приемных каналов, а также нормированных выходных сигналов ПР, с последующей реализацией математических операции согласно (1). Указанный вариант исследовался в [5] для малоэлементного пеленгатора, реализованного на базе квадрантной АР.

Если число ПР в рассматриваемой АР составляет L , то в рамках первой стратегии реализации ИНС для описания верхнего треугольника КМ с учетом ее эрмитовости требуется $\frac{L(L+1)}{2}$ значений. Из них L элементов,

расположенных на главной диагонали, являются действительными и характеризуют мощность процессов в каждом канале, остальные $\frac{L(L+1)}{2} - L = \frac{L^2 - L}{2}$ элементов являются комплексными. Они описывают взаимную корреляцию между подрешетками. Для того чтобы ИНС могла эффективно обрабатывать эту информацию, комплексные составляющие необходимо преобразовать в действительные числа, например, путем выделения их модулей и фаз, как в [5]. При суммировании L действительных диагональных элементов и удвоенного числа

комплексных элементов итоговое число входов в части КМ составит $L + 2 \cdot \frac{L^2 - L}{2} = L^2$. Помимо параметров КМ необходимы выходные сигналы ПР. С учетом необходимости передачи комплексных амплитуд в квадратурном представлении, это добавляет еще $2L$ элементов. То есть общее число входных сигналов для ИНС, реализующего данную стратегию, описывается выражением $L_{\text{нс}} = L^2 + 2L$.

Применение этой формулы для типовых конфигураций пеленгаторов демонстрирует значительный рост размерности входных данных при увеличении числа каналов: так, для классической квадрантной антенной решетки, где $L = 4$, количество входных сигналов составляет $L_{\text{нс}} = 24$, а для системы с 4 ПР по азимуту и углу места ($L = 16$) размерность возрастает до $L_{\text{нс}} = 288$. Квадратичная зависимость числа входов от количества ПР является существенным недостатком первой стратегии, так как чрезмерное увеличение количества сигналов

входного слоя ИНС затрудняет процесс обучения и требует большого объема обучающей выборки. В связи с этим первая стратегия может быть использована для малоэлементных АР с небольшим числом ПР.

Во второй стратегии на вход ИНС подаются величины $Z_{i,j} = Z(\alpha_i, \beta_j, \mathbf{p}) = \left| \mathbf{w}_n^H(\alpha_i, \beta_j, \mathbf{p}) \cdot \mathbf{y} \right|^2$, которые являются выходными сигналами схемы ЦДО. Указанные величины $Z_{i,j}$ вычисляются с заданной угловой дискретностью $\delta\alpha, \delta\beta$ по азимуту и углу места в пределах ГЛ ДН АР на передачу от направления α_{ph}, β_{ph} наблюдения

$$\alpha_i = \alpha_{ph} + \delta\alpha \left(i + \frac{J_\alpha + 1}{2} \right), i = \overline{1, J_\alpha}; \delta\alpha = \frac{\Delta\alpha}{J_\alpha - 1};$$

$$\beta_j = \beta_{ph} + \delta\beta \left(j + \frac{J_\beta + 1}{2} \right), j = \overline{1, J_\beta}; \delta\beta = \frac{\Delta\beta}{J_\beta - 1},$$

где J_α, J_β – размеры сетки по азимуту и углу места.

Предлагаемый подход аналогичен [7], однако дополнен нормировкой выходного сигнала к оценке мощности остаточных помех и взвешенных внутренних шумов. Также целесообразно приводить нормировку входных сигналов ИНС к диапазону $[0;1]$ в виде $\bar{Z}_{i,j} = \frac{Z_{i,j}}{\max Z_{i,j}}$. Иллюстрация формирования системы приемных каналов приведена на рис. 1.

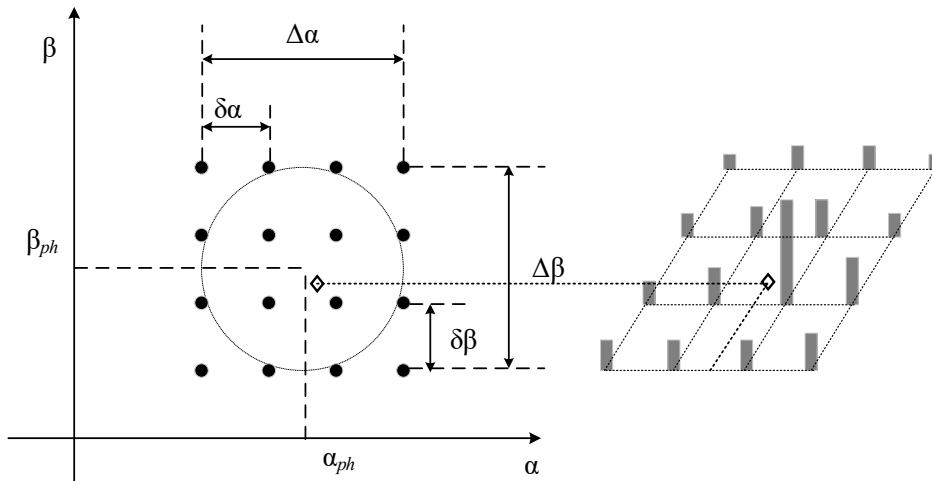


Рис. 1. Иллюстрация формирования приемных каналов для ИНС

Для второй стратегии число входных сигналов ИНС-измерителя УК требует обоснования с использованием моделирования, но, опираясь на результаты [7, 8] предварительно можно выбрать от $L_{nc} = 4$ для беспомеховых условий до $L_{nc} = 16...36$ для условий сложной помеховой обстановки. Преимуществом второй стратегии относительно первой является то, что число входных сигналов ИНС-измерителя перестает напрямую зависеть от L и определяется лишь требуемой дискретностью при виртуальном сканировании для обеспечения заданной точности.

Для учета зависимости от условий наблюдения на вход ИНС также подаются нормированные значения азимута, угла места и несущей частоты, вычисляемые по формулам

$$\alpha_{ph}^n = \frac{\alpha_{ph} - \alpha_{\min}}{\alpha_{\max} - \alpha_{\min}}; \beta_{ph}^n = \frac{\beta_{ph} - \beta_{\min}}{\beta_{\max} - \beta_{\min}}; f_0^n = \frac{f_0 - f_{\min}}{f_{\max} - f_{\min}},$$

где $\alpha(\beta)_{\max}, \alpha(\beta)_{\min}$ – максимальные и минимальные значения угла наблюдения по азимуту (углу места) соответственно; $f_{\max}, f_{\min}$ – максимальные и минимальные значения несущей частоты.

Выходами ИНС являются абсолютные угловые отклонения (в радианах) отраженного сигнала от направления наблюдения, вычисляемые согласно следующим выражениям:

$$\varepsilon_{\alpha} = \alpha - \alpha_{ph}; \varepsilon_{\beta} = \beta - \beta_{ph},$$

где α, β – истинные азимутальный и угломестный углы полезного сигнала. При типовых значениях ширины ГЛ ДН АР радиолокатора в диапазоне $(1 \dots 10)^\circ$ по азимуту и углу места абсолютные значения величин $\varepsilon_{\alpha}, \varepsilon_{\beta}$ будут заведомо меньше единицы.

Архитектура искусственных нейронных сетей для измерения угловых координат

Рассматриваемый вариант пеленгатора с формированием сетки приемных каналов содержит пространственные данные в виде выходных сигналов сетки приемных каналов, в связи с чем целесообразно использовать комбинированную ИНС, включающую сверточную нейронную сеть (CNN) и многослойный перцептрон (MLP). В качестве входных данных для CNN используются квадраты модулей выходных сигналов адаптированных приемных каналов. CNN состоит из двух сверточных слоев и слоя формирования признаков, выход которого объединяется с входными сигналами условий наблюдения и подается на вход MLP. Многослойный перцептрон содержит два скрытых слоя с функцией активации *ReLU* и линейный выходной слой. Архитектура ИНС-измерителя угловых координат приведена ниже в виде фрагмента кода *PyTorch*.

```
Jaz, Jel=5, 5
class CNN_MLP(nn.Module):
    def __init__(self, Jaz, Jel):
        super(CNN_MLP, self).__init__()
        self.conv1=nn.Conv2d(1,16,3,padding=1)
        self.conv2=nn.Conv2d(16,32,3,padding=1)
        self.fc_cnn=nn.Linear(32*Jaz*Jel,128)
        self.fc_mlp1=nn.Linear(128+3,64)
        self.fc_mlp2=nn.Linear(64, 32)
        self.fc_out=nn.Linear(32, 2)
    def forward(self, x_img, x_aux):
        x=torch.relu(self.conv1(x_img))
        x=torch.relu(self.conv2(x))
        x=x.view(x.size(0), -1)
        x=torch.relu(self.fc_cnn(x))
        z= torch.cat([x, x_aux], dim=1)
        z= torch.relu(self.fc_mlp1(z))
        z= torch.relu(self.fc_mlp2(z))
        return self.fc_out(z)
```

Рис. 2. Архитектура ИНС-измерителя УК

Структура радиолокатора с предварительным ЦДО и использованием ИНС в качестве измерителя угловых координат показана на рис. 3.

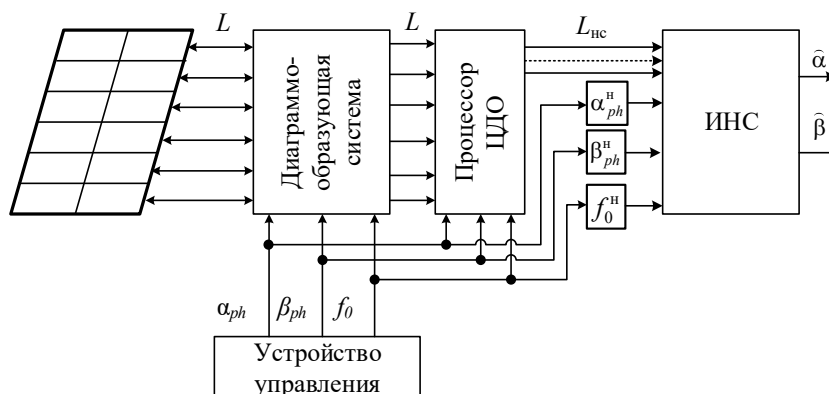


Рис. 3. Структурная схема радиолокатора с ЦДО и ИНС-измерителем угловых координат

Апертура АР разделяется на L ПР, выходные сигналы которых поступают в многоканальную приемную систему. Указанные сигналы в виде вектора комплексных амплитуд подаются на первый функциональный блок, реализующий диаграммообразование. Диаграммообразующая система

осуществляет первичную пространственную обработку путем весового суммирования сигналов ПР для формирования парциальных каналов для виртуального сканирования, и затем сформированные сигналы поступают в процессор цифрового диаграммообразования. Процессор ЦДО реализует алгоритм виртуального сканирования заданной области в пределах ГЛ ДН АР. В этом блоке для каждого дискретного направления α_i , β_j и условий наблюдения $\mathbf{p}$ вычисляется $Z_{i,j}$ с последующей нормировкой $\bar{Z}_{i,j}$, что обеспечивает благоприятные условия для обработки в ИНС. Нормированные сигналы в виде вектора размерностью $L_{\text{нс}}$ поступают на вход ИНС. Параллельно в системе функционирует устройство управления, которое передает в процессор ЦДО и на вход ИНС параметры вектора условий наблюдения $\mathbf{p}$. Выходными сигналами системы являются абсолютные угловые отклонения ε_α , ε_β .

Заключение

Представленный вариант построения пеленгатора ориентирован на использование в современных радиолокационных станциях с ЦФАР, предъявляющих повышенные требования к точности угловых измерений и адаптивности в условиях сложной радиоэлектронной обстановки. Направление дальнейших исследований предполагает проведение экспериментальной проверки разработанного подхода, а также поиск путей сокращения вычислительных затрат за счет оптимизации архитектуры нейронной сети без потери заданной точности оценки угловых координат.

Список использованных источников

1. Григорьев, Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. – М.: Радиотехника, 2010, – 144 с.
2. Ратынский, М.В., Порсев В.И. Моноимпульсная пеленгация в РЛС с цифровыми ФАР / Под ред. В.И. Порсева. – М.: Радиотехника, 2019. – 160 с.
3. Козлов, С. В. Пеленгационные антенные системы с пространственной компенсацией помех : учеб.-метод. пособие / С. В. Козлов. – Минск : БГУИР, 2019. – 158 с.
4. Морозова, Е.О. Нейросетевая обработка сигналов моноимпульсной локации / Е.О. Морозова, П.Е. Овчинников, М.Ю. Семенова // Вестн. Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. Радиофизика. 2013. № 6. С. 62–66.
5. Козлов, С.В. Обработка сигналов малоэлементного моноимпульсного пеленгатора в условиях мощных помех с использованием искусственных нейронных сетей / С.В. Козлов // Доклады БГУИР, № 5, 2018. – С. 31-37.
6. Семенов, Л. М. Алгоритм моноимпульсного измерения углового положения летательного аппарата с помощью искусственной нейронной сети / Л. М. Семенов, Л. Б. Фридман // Ural Radio Engineering Journal, № 7, 2023.– С. 291–303. DOI: 10.15826/urej.2023.7.3.004.
7. Шацкий, Н.В. Нейросетевой метод оценки угловых координат радиолокационных целей в цифровой антенной решетке / Н.В. Шацкий // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт, 2022, Том 16, №7. – С. 4-13.
8. Ле В.К. Выбор параметров реализации и свойства адаптивных максимально-правдоподобных алгоритмов оценивания угловых координат цели в радиолокационном измерителе с многоканальной приемной системой / С. В. Козлов, Ле Ван Кыонг // Наука и военная безопасность. – 2020. – № 1. – С. 42–46.

УДК 621.396.677.51:004.8-047.37

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ПЕЛЕНГАТОРА НА БАЗЕ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ПОДРЕШЕТКАМИ И КОМБИНИРОВАННОЙ ИСКУССТВЕННОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

И.А. ДУБОВИК¹, И.А. ЗАЙЦЕВ², С.В. КОЗЛОВ²

¹Военная академия Республики Беларусь (Минск, Республика Беларусь)

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(Минск, Республика Беларусь)

E-mail: i.zajtsev@bsuir.by

Аннотация. Представлены результаты исследования эффективности радиолокационного пеленгатора на базе антенной решетки с подрешетками и комбинированной искусственной нейронной сети в условиях наличия аппаратных дестабилизирующих факторов и внешних помех. Обучающий датасет для искусственной нейронной сети в виде выходных сигналов сетки адаптированных приемных каналов сформирован с учетом амплитудно-фазочастотных неидентичностей, углового сканирования и перестройки частоты. На основе моделирования выполнено сравнение нейросетевого пеленгатора с пеленгатором на основе максимума функции правдоподобия. Показано, что нейросетевой пеленгатор обеспечивает более высокую точность за счет компенсации систематических и уменьшения случайных ошибок. Исследование помехоустойчивости показало сохранение отсутствия систематического смещения оценок и работоспособность метода при снижении отношения сигнал/шум и в условиях воздействия помех. Нейросетевой метод обладает существенно более высоким быстродействием, что делает его эффективным для практического применения в радиолокационных системах.

Abstract. The paper presents the results of a study of a neural network-based method for measuring angular coordinates for a radar direction finder based on an antenna array with subarrays. The method is based on a combined artificial neural network architecture that includes convolutional and fully connected components and accounts for the spatial structure of the input data and the observation conditions. The training dataset was generated using mathematical modeling of signals with consideration of amplitude-phase-frequency non-identities, angular scanning, and carrier frequency tuning. Based on the simulation results, a comparison was carried out between the neural network method and the maximum likelihood estimation approach, demonstrating that the neural network provides higher accuracy due to compensation of systematic errors and reduction of random errors. The interference immunity study showed preservation of unbiased estimates and reliable operation of the method under decreasing signal-to-noise ratio and in the presence of interference. The neural network method also features significantly higher computational efficiency, making it effective for practical application in radar systems.

Введение

В [1] предложена структура радиолокационного пеленгатора на базе антенной решетки (АР) с подрешетками (ПР) и комбинированной искусственной нейронной сетью (ИНС). Целью настоящей статьи является исследование эффективности указанного радиолокационного пеленгатора при наличии амплитудно-фазочастотных неидентичностей (АФЧН) приемных каналов для беспомеховых условий и при наличии помех.

Для достижения заданной цели решаются следующие задачи:

определяется модель АФЧН приемных каналов;

разрабатывается и программно реализуется методика формирования входных и валидационных данных (датасета) для обучения ИНС;

проводится обучение ИНС для различных вариантов ее структуры (числа нейронов в сверточной части и многослойном персептроне);

проводится анализ точности оценивания угловых координат полезного сигнала и сравнение полученных результатов с потенциально достижимой точностью пеленгования.

Модель амплитудно-фазочастотных неидентичностей приемных каналов

АФЧН приемных каналов моделировались как произведение двух независимых составляющих

$$\dot{K}_{\text{АФЧН}}(n, n_{\alpha}, n_{\beta}, f_0) = \dot{K}(n, f_0) \cdot \dot{F}(n, n_{\alpha}, n_{\beta}, f_0), \quad (1)$$

где n – номер подрешетки (приемного канала); n_α, n_β – номер направления наблюдения (направление максимума диаграммы направленности подрешеток) по азимуту и углу места; f_0 – несущая частота.

Первый сомножитель $\dot{K}(n, f_0)$ в (1) представляет собой АФЧН радиотракта n -го приемного канала в составе согласующих устройств, малошумящих усилителей, смесителей, усилителей промежуточной/видеочастоты и т.д. Моделирование АФЧН радиотрактов проводилось в соответствии с выражением

$$\dot{K}(n, f_0) = (1 + \xi_A(n, f_0)) e^{j\xi_\varphi(n, f_0)}, \quad (2)$$

где $\xi_A(n, f_0)$ – независимые (по n, f_0) центрированные нормально распределенные случайные величины со среднеквадратическим отклонением σ_A , которые моделируют отклонение нормированных коэффициентов усиления приемных каналов от единицы; $\xi_\varphi(n, f_0)$ – аналогичные случайные величины со среднеквадратическим отклонением σ_φ , которые моделируют фазовые различия приемных каналов.

Второй сомножитель $\dot{F}(n, n_\alpha, n_\beta, f_0)$ в (1) – АФЧН подрешеток, отражает случайный характер нормированных диаграмм направленности подрешеток при фазировании в заданном направлении n_α, n_β и на заданной частоте f_0 из-за частотно-зависимых различий характеристик фазовращателей и аттенюаторов антенных элементов из состава подрешеток. Моделирование АФЧН подрешеток проводилось в соответствии с выражением

$$\dot{F}(n, n_\alpha, n_\beta, f_0) = (1 + \upsilon_A(n, n_\alpha, n_\beta, f_0)) e^{j\upsilon_\varphi(n, n_\alpha, n_\beta, f_0)}, \quad (3)$$

где $\upsilon_A(n, n_\alpha, n_\beta, f_0)$ и $\upsilon_\varphi(n, n_\alpha, n_\beta, f_0)$ – независимые (по всем переменным) центрированные нормально распределенные случайные величины со среднеквадратическими отклонениями ϑ_A и ϑ_φ , моделирующие различия амплитудных и фазовых диаграмм направленности подрешеток в направлении полезного сигнала.

Методика формирования датасета для обучения ИНС

Формирование обучающего датасета основано на математическом моделировании процесса приема сигналов антенной решеткой, построенной на основе подрешеток, при наличии АФЧН приемных каналов, сканировании по угловым координатам и перестройки частоты. Разработанная методика предполагает выполнение следующих операций:

задание геометрии АР прямоугольной формы в виде числа подрешеток по азимуту $N_y^{\text{ан}}$ и углу места $N_z^{\text{ан}}$, суммарного числа $L = N_y^{\text{ан}} N_z^{\text{ан}}$ подрешеток (приемных каналов); числа $N_y^{\text{под}}$, $N_z^{\text{под}}$ антенных элементов в подрешетке по азимуту и углу места и межэлементного расстояния d ; на основе этих данных по формулам из теории антенн рассчитываются значения ширины главного лепестка подрешетки и антенной решетки в целом по азимуту и углу места [1];

задание максимального $\alpha(\beta)_{\text{max}}$ и минимального $\alpha(\beta)_{\text{min}}$ значения угла наблюдения по азимуту (углу места) и максимального f_{max} и минимального f_{min} значения несущей частоты;

задание числа используемых частот N_f частот и направлений наблюдения по азимуту N_α и углу места N_β ;

задание АФЧН путем разыгрывания случайных величин $\xi_A(n, n_f)$, $\xi_\varphi(n, n_f)$, $\upsilon_A(n, n_\alpha, n_\beta, n_f)$, $\upsilon_\varphi(n, n_\alpha, n_\beta, n_f)$, $n = \overline{1, L}$; $n_\alpha = \overline{1, N_\alpha}$; $n_\beta = \overline{1, N_\beta}$; $n_f = \overline{1, N_f}$ согласно их характеристике в (2) и (3); полученные многомерные случайные матрицы представляют собой совместную модель АФЧН приемных каналов для разных направлений фазирования;

задание объема M датасета – число независимых наблюдений полезного сигнала;

задание размерности $J_\alpha \times J_\beta$ сетки адаптированных приемных каналов, формируемых относительно направления наблюдения – направления фазирования куда выставляются максимумы главных лепестков диаграмм направленности подрешеток [1, 2];

задание числа отсчетов K при формировании выборочной корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов.

Дальнейшее формирование датасета для каждого из $m = \overline{1, M}$ наблюдений проводится следующим образом:

с помощью датчика случайных чисел разыгрываются номера n_α, n_β, n_f направлений наблюдения и номинала несущей частоты, вычисляются соответствующие указанным номерам значения азимута α_{ph} , угла места β_{ph} и несущей частоты f_0 и формируется нормированный вектор $\mathbf{p} = (\alpha_{ph}^n, \beta_{ph}^n, f_0^n)^T$ условий наблюдения [1] с элементами

$$\alpha_{ph}^n = \frac{\alpha_{ph} - \alpha_{\min}}{\alpha_{\max} - \alpha_{\min}}; \beta_{ph}^n = \frac{\beta_{ph} - \beta_{\min}}{\beta_{\max} - \beta_{\min}}; f_0^n = \frac{f_0 - f_{\min}}{f_{\max} - f_{\min}};$$

разыгрывается случайное положение (α, β) радиолокационной цели в пределах главного лепестка диаграммы направленности АР для заданного направления наблюдения;

при наличии источника помех разыгрывается его случайное угловое положение (α_π, β_π) в рабочем секторе АР;

с использованием геометрии АР и формул из теории антенн рассчитываются векторы $\mathbf{f}(\alpha, \beta)$ и $\mathbf{f}(\alpha_\pi, \beta_\pi)$ нормированных ДН подрешеток в направлении источника полезного сигнала и помехи без учета АФЧН; нормировка проводится к максимуму ДН подрешетки в направлении нормали;

с использованием (1) рассчитываются векторы $\mathbf{f}_{\text{иск}}(\alpha, \beta)$ и $\mathbf{f}_{\text{иск}}(\alpha_\pi, \beta_\pi)$ нормированных ДН приемных каналов в направлении источника полезного сигнала с учетом АФЧН;

воспроизводится $k = \overline{0, K}$ вектор отсчетов принимаемой реализации на выходах подрешеток с учетом АФЧН приемных каналов

$$\mathbf{y}_k = \dot{\xi}_k + \sqrt{P_\pi} \dot{\xi}_k \mathbf{f}_{\text{иск}}(\alpha_\pi, \beta_\pi) + \begin{cases} A e^{j\psi} \mathbf{f}_{\text{иск}}(\alpha, \beta), & k = 0; \\ 0, & k = \overline{1, K}, \end{cases} \quad (4)$$

где K – число отсчетов, содержащих внутренний шум и внешнюю помеху; $\dot{\xi}_k, \xi_k$ – независимые комплексные центрированные случайные числа с единичной дисперсией; P_π – мощность источника помех на выходе подрешетки при наблюдении по нормали, нормированная к мощности внутренних шумов приемного канала; A – амплитуда полезного сигнала на выходе подрешетки при наблюдении по нормали, нормированная к среднеквадратическому значению шума приемного канала; при указанных нормировках отношение сигнал/шум на выходе АР при нахождении источник полезного сигнала по нормали к АР составит $\rho = A^2 L$, отношение помеха/шум $\rho_\pi = P_\pi L$;

рассчитывается оценка корреляционной матрицы помех [3]

$$\hat{\Phi} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^H; \quad (5)$$

определяются азимуты и углы места узлов сетки адаптированных приемных каналов при виртуальном сканирования угловых направлений внутри главного лепестка ДН АР на передачу от направления α_{ph}, β_{ph} фазирования [1]:

$$\alpha_i = \alpha_{ph} + \delta\alpha \left(i + \frac{J_\alpha + 1}{2} \right), i = \overline{1, J_\alpha}; \delta\alpha = \frac{\Delta\alpha}{J_\alpha - 1};$$

$$\beta_j = \beta_{ph} + \delta\beta \left(j + \frac{J_\beta + 1}{2} \right), j = \overline{1, J_\beta}; \delta\beta = \frac{\Delta\beta}{J_\beta - 1}, \quad (6)$$

где $\Delta\alpha(\beta)$ – ширина главного лепестка ДН антенной решетки по азимуту (углу места);

вычисляются нормированные векторы весовых коэффициентов виртуальных приемных каналов

$$\mathbf{w}_n(\alpha_i, \beta_j, \mathbf{p}) = \frac{\hat{\Phi}^{-1} \mathbf{f}(\alpha_i, \beta_j, \mathbf{p})}{\sqrt{\hat{P}_{\text{п+ш}}(\alpha_i, \beta_j, \mathbf{p})}}, \quad (7)$$

где $\hat{P}_{\text{п+ш}}(\alpha_i, \beta_j, \mathbf{p}) = \mathbf{f}^H(\alpha_i, \beta_j, \mathbf{p}) \cdot \hat{\Phi}^{-1} \cdot \mathbf{f}(\alpha_i, \beta_j, \mathbf{p})$ – оценка мощности остатков помех и взвешенных внутренних шумов приемных каналов для заданного виртуального приемного канала и условий наблюдения; отметим, что если в (5) с учетом (4) используются ДН приемных каналов с учетом АФЧН, то в (7) используются расчетные (модельные) ДН; модельные ДН можно трактовать как ДН подрешеток после проведения калибровки АР, причем $\mathbf{f}_{\text{иск}}(\alpha, \beta) \neq \mathbf{f}(\alpha, \beta)$;

вычисляются входные данные для сверточной части ИНС

$$Z_{i,j} = Z(\alpha_i, \beta_j, \mathbf{p}) = \left| \mathbf{w}_n^H(\alpha_i, \beta_j, \mathbf{p}) \cdot \mathbf{y} \right|^2, \quad (8)$$

и проводится их нормировка к диапазону $[0;1]$

$$\bar{Z}_{i,j} = \frac{Z_{i,j}}{\max Z_{i,j}}. \quad (9)$$

Матрица $\bar{\mathbf{Z}}$ представляет собой нормированную двумерную карту отклика, которая может быть интерпретирована как изображение пространственного отклика от цели в сетке адаптированных приемных каналов по азимуту и углу места. Эта матрица подается на вход сверточной части ИНС в виде тензора размерности $1 \times J_\alpha \times J_\beta$ [1]. Вектор $\mathbf{p} = (\alpha_{ph}^H, \beta_{ph}^H, f_0^H)^T$ совместно с выходными сигналами сверточной части сети подается на вход составной части ИНС в виде многослойного персептрона. В качестве выходных величин используются истинные угловые отклонения сигнала от направления фазирования по азимуту и углу места:

$$\varepsilon_\alpha = \alpha - \alpha_{ph}; \quad \varepsilon_\beta = \beta - \beta_{ph}.$$

Результатом одного наблюдения является строка, включающая матрицу $\bar{\mathbf{Z}}$ (развертывается в строку) нормированных сигналов виртуальных приемных каналов, вектор $\mathbf{p}$ условий наблюдения и истинные угловые отклонения сигнала от направления фазирования по азимуту и углу места $\varepsilon_\alpha, \varepsilon_\beta$ с числом элементов $J_\alpha J_\beta + 5$.

Формирование датасета реализовано в виде отдельного модуля на языке *Python* с использованием библиотек *PyTorch*, *numpy* и векторизованных функций для повышения производительности. В зависимости от установленного режима работы может использоваться либо сохраненный ранее файл с моделью АФЧН приемных каналов (то есть модель многоканальной приемной системы), либо параметры АФЧН будут разыграны заново и перезаписаны в файл. Результатом работы модуля является файл с датасетом заданного размера.

Методика и условия обучения комбинированной искусственной нейронной сети

При формировании датасета использовались следующие исходные данные:

АР прямоугольной формы с $N_y^{\text{ан}} = N_y^{\text{пол}} = 6$; $N_z^{\text{ан}} = N_z^{\text{пол}} = 4$; $L = 24$; $d = 0,015$ м; $\Delta\alpha = 2,8^\circ$; $\Delta\beta = 6,4^\circ$ (на средней частоте);

число несущих частот $N_f = 201$, диапазон перестройки несущей частоты 9,9...10,1 ГГц с шагом 10 МГц;

направления фазирования подрешеток случайно задавалось по азимуту в секторе $\pm 45^\circ$ и по углу места в секторе $0 \dots 30^\circ$ при $N_\alpha = 32$; $N_\beta = 5$;

угловое положение полезного сигнала выбиралось в пределах половины ширины ГЛ ДН относительно направления фазирования;

параметры АФЧН $\sigma_A = \vartheta_A = 0,1$; $\sigma_\varphi = \vartheta_\varphi = 15^\circ$.

Архитектура комбинированной ИНС приведена в [1]. На первом этапе входное изображение $\bar{\mathbf{Z}}$ обрабатывается сверточной частью сети. Первый сверточный слой принимает один входной канал и формирует 16 карт признаков с использованием ядер размером 3×3 и один пиксель дополнения по краям. Это позволяет сохранить исходную размерность 5×5 и извлекать локальные пространственные зависимости между соседними элементами. После свертки применяется нелинейная функция активации ReLU.

Второй сверточный слой увеличивает число каналов до 32, также используя ядра размером 3×3 и дополнение, сохраняющее пространственные размеры. Данный слой позволяет формировать более сложные и абстрактные пространственные признаки, учитывающие взаимосвязи между откликами в различных направлениях.

После прохождения сверточных слоев полученный тензор размерности $32 \times 5 \times 5$ преобразуется в одномерный вектор длины 800, который подается на полносвязный слой. Этот слой уменьшает размерность до 128 и выполняет роль агрегатора извлеченных пространственных признаков. Далее осуществляется объединение признаков, полученных из сверточной части, с дополнительными параметрами условий наблюдения. Для этого вектор размерности 128 конкатенируется с вектором из трех признаков, в результате чего формируется общий вектор размерности 131.

Полученный вектор поступает на вход многослойного персептрона, состоящего из двух полносвязных слоев. Первый слой уменьшает размерность до 64, второй – до 32. На каждом этапе применяется функция активации *ReLU*.

Выходной слой является линейным и формирует выходной вектор размерности 2, соответствующий оценкам отклонений угловых координат по азимуту и углу места от направления фазирования.

Следует отметить, что в используемой архитектуре отсутствуют операции подвыборки (*pooling*), что обусловлено малым размером входных данных. Сохранение полного пространственного разрешения позволяет избежать потери информации, критически важной для точного определения положения максимума отклика.

При обучении принимались следующие исходные данные:

число наблюдений в датасете $M = 2^{17}$ из которых 1000 тестовых наблюдений;

отношение сигнал/шум (*SNR*) при обучении ИНС в подрешетке составляло 50 дБ (предельно высокий уровень, соответствующий, фактически, отсутствию шума);

число эпох обучения варьировалось в диапазоне 2...15 тысяч.

Обучение комбинированной ИНС проводилось на сформированном датасете, содержащем входные данные и соответствующих им истинных значений угловых отклонений. Задача обучения формулируется как задача регрессии, в которой модель восстанавливает значения отклонений по азимуту и углу места на основе входного пространственного распределения отклика системы и дополнительных параметров наблюдения.

Перед обучением данные были приведены к формату тензоров фиксированной размерности. Входные изображения нормированы, что обеспечивает устойчивость процесса обучения и снижает влияние изменений уровня сигнала.

В качестве функции потерь использовалась среднеквадратичная ошибка (*MSE*), обеспечивающая минимизацию отклонения предсказанных значений от истинных. Оптимизация параметров модели выполнялась с использованием градиентного метода с адаптивной настройкой шага обучения (*Adam*).

Оценка точности пеленгации проводилась с использованием средней $m_\varepsilon = \overline{\hat{\varepsilon}} - \varepsilon$ ошибки пеленгации, среднеквадратической ошибки пеленгации $\sigma_\varepsilon = \overline{(\hat{\varepsilon} - \varepsilon)^2}$, межквартильного размаха $IQR = q_{0,75} - q_{0,25}$ и 90-процентной ширины распределения ошибок $\Omega = q_{0,95} - q_{0,05}$, где q_p – квантиль функции распределения ошибки для уровня вероятности p .

Результаты обучения ИНС и анализ результатов

На рис. 1 для одной из реализаций АФЧН приемных каналов представлена зависимость значения функции потерь от номера эпохи обучения.

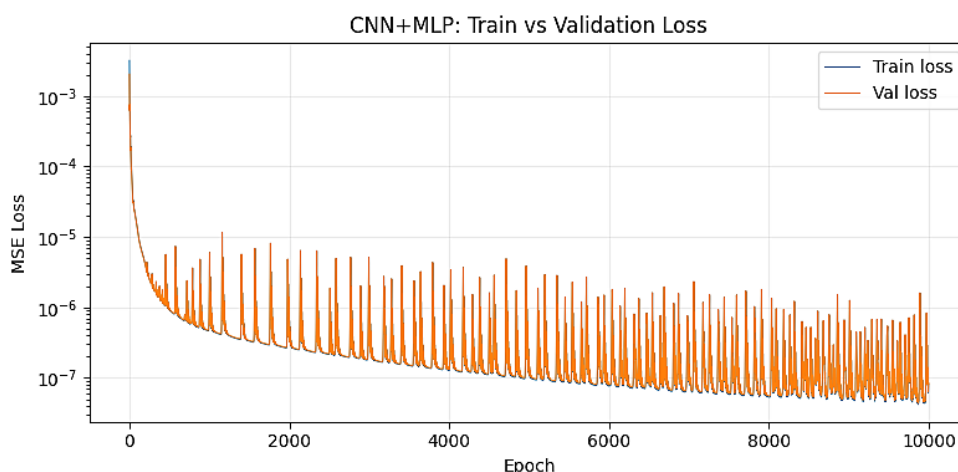


Рис. 1. Зависимости функции потерь от номера эпохи

Из рис. 1 видно, что на начальных этапах обучения происходит быстрое снижение функции потерь, что связано с извлечением моделью основных закономерностей из данных. По мере увеличения числа эпох уменьшение ошибки замедляется и процесс обучения стабилизируется. В процессе обучения наблюдается снижение среднеквадратичной ошибки на обеих выборках, сопровождающееся периодическими скачками функции потерь. Эти скачки обусловлены стохастическим характером оптимизации (алгоритм *Adam*), при которой оценка градиента на разных случайных подмножествах обучающих примеров приводит к флуктуациям ошибки, а также наличием шумов и АФЧН приемных каналов.

На рис. 2 представлены гистограммы распределения ошибок пеленгации для метода оценивания угловых координат на основе вычисления максимума функции правдоподобия при высоком уровне отношения сигнал/шум ($SNR = 50$ дБ).

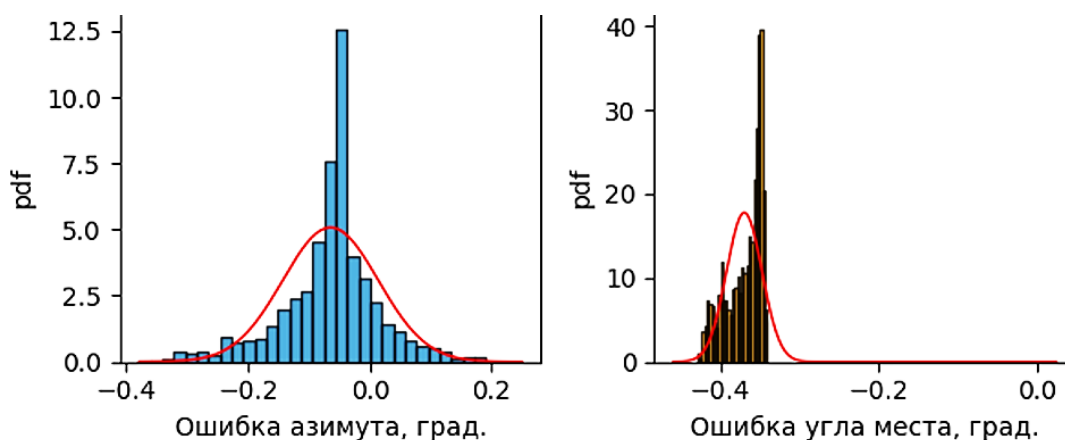


Рис. 2. Гистограммы ошибок пеленгации для статистически оптимального алгоритма без использования калибровочных таблиц при $SNR=50$ дБ

Вычисление максимально правдоподобных оценок (с учетом преодоления априорной неопределенности) проводилось градиентным методом согласно алгоритму

$$\hat{\alpha}, \hat{\beta} = \arg \max_{\alpha, \beta} \left| \frac{\hat{\Phi}^{-1} \mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p})}{\sqrt{\mathbf{f}^H(\alpha, \beta, \mathbf{p}) \hat{\Phi}^{-1} \mathbf{f}(\alpha, \beta, \mathbf{p})}} \cdot \mathbf{y} \right|^2. \quad (10)$$

Для данного случая статистические параметры ошибок составили в азимутальной и угломестной плоскостях

$$\begin{aligned} m_{\alpha} &= -0,06^{\circ}, \sigma_{\alpha} = 0,079^{\circ}, IQR_{\alpha} = 0,063^{\circ}, \Omega_{\alpha} = 0,273^{\circ}; \\ m_{\beta} &= -0,37^{\circ}, \sigma_{\beta} = 0,022^{\circ}, IQR_{\beta} = 0,034^{\circ}, \Omega_{\beta} = 0,068^{\circ}. \end{aligned}$$

Примечательным является два обстоятельства. Во-первых, по обеим координатам присутствует выраженная систематическая ошибка, причем по углу места она составляет $-0,37^\circ$, то есть примерно 5,8% от ширины луча. Во-вторых, СКО пеленгации оказалась в 20...80 раз больше, чем по формуле потенциальной точности измерения, причем по азимуту СКО пеленгации больше, чем по углу места, что противоречит геометрии АР. Это является следствием наличия АФЧН приемных каналов – для каждого направления наблюдения и несущей частоты возникает систематическая ошибка пеленгации. Далее эта ошибка усредняется при сканировании, что и приводит к возрастанию СКО пеленгации, а также появлению систематической ошибки. Для угла места систематическая ошибка выше, так как сканирование проводится только в положительном направлении.

Для устранения этого явления нужно иметь калибровочную таблицу из $2N_\alpha N_\beta N_f$ значений, содержащих значения систематической ошибки пеленгации по азимуту и углу места для всех направлений сканирования и несущих частот. Кроме того, решение оптимизационной задачи (10) градиентным методом в типовых случаях требует 30...90 итераций, что является очень трудоемким, слабо предсказуемым по времени и затрудняет построение подсистемы цифровой обработки сигналов радиолокатора.

На рис. 3 приведены гистограммы ошибок для пеленгатора с ИНС после обучения на этом же датасете на контрольной выборке при том же уровне $SNR = 50$ дБ (в подрешетке).

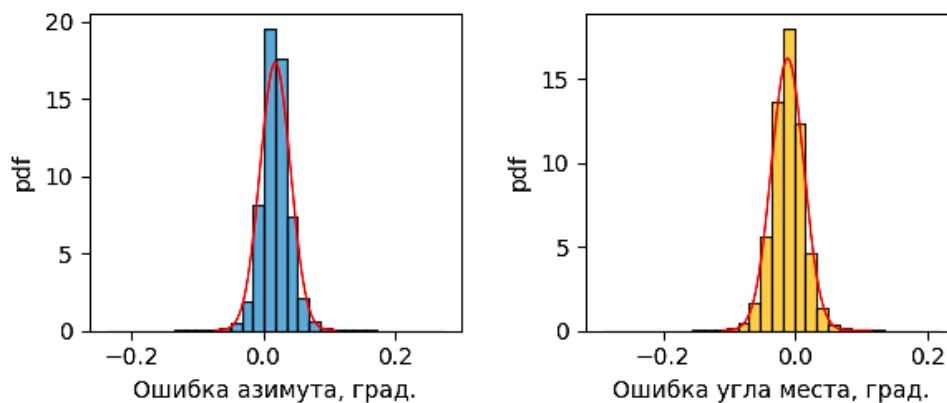


Рис. 3. Гистограммы ошибок пеленгации для контрольной выборки после обучения ИНС при $SNR=50$ дБ

Для случая использования ИНС статистические параметры ошибок пеленгации при $SNR=50$ дБ составят:

$$m_\alpha = 0,02^\circ, \sigma_\alpha = 0,023^\circ, IQR_\alpha = 0,025^\circ, \Omega_\alpha = 0,068^\circ;$$

$$m_\beta = -0,01^\circ, \sigma_\beta = 0,025^\circ; IQR_\beta = 0,029^\circ, \Omega_\beta = 0,077^\circ.$$

Сравнительный анализ полученных результатов показывает, что нейросетевой метод обеспечивает существенное уменьшение ошибок пеленгации. Практически полностью устраняются систематические ошибки и существенно снижается разброс оценок. Кроме того, достигается более высокая концентрация оценок вблизи истинного значения при существенно меньшей вероятности выбросов. Тем не менее, при предельно высоких SNR СКО пеленгации с использованием ИНС оказывается заметно, в 10...20 раз больше, чем потенциально достижимое значение. Это связано с ошибками аппроксимации отклика сигнала в пространственной области ограниченным число дискретных значений.

Аналогичный результат мог бы быть получен и при использовании оценок максимального правдоподобия (10) с использованием калибровочных таблиц. При использовании комбинированной ИНС эти калибровочные таблицы, фактически, отражаются в весовых коэффициентах многослойного персептрона, что позволяет ИНС устранять систематические ошибки пеленгования для каждого направления наблюдения, возникающие из-за наличия АФЧН. Основной эффект от использования комбинированной ИНС состоит в обеспечении полностью прогнозируемого времени оценивания угловых координат цели, что резко отличается от варианта оценок (10) градиентным методом. В этом смысле пеленгатор на основе комбинированной ИНС можно рассматривать как прямоотсчетный измеритель, аналогичный, например, классическому амплитудному суммарно-разностному пеленгатору [2-4].

Обученная при $SNR=50$ дБ ИНС использовалась для получения статистических характеристик ошибок пеленгации для датасетов, рассчитанных при $SNR=20$; 10 и 0 дБ (в подрешетке) при той же модели АФЧН. Результаты приведены на рис. 4-6. Сплошной кривой на всех рисунках показана плотность вероятности нормального распределения при выборочных значениях математического ожидания и СКО.

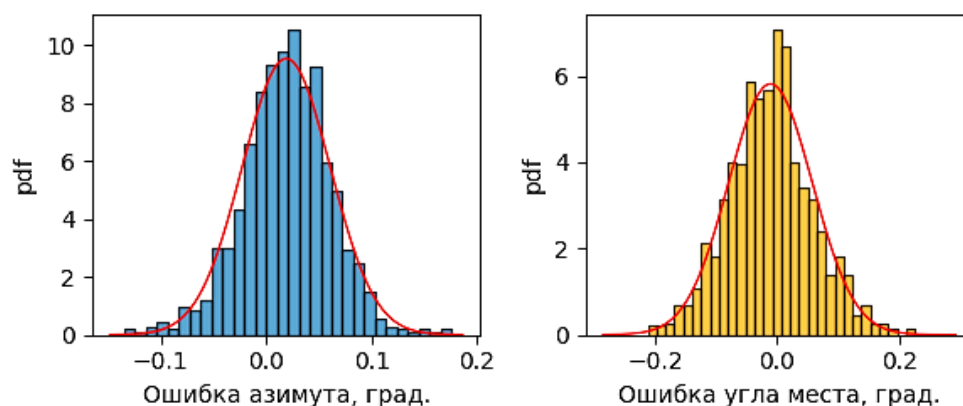


Рис. 4. Гистограммы ошибок пеленгации для беспомеховых условий при $SNR=20$ дБ

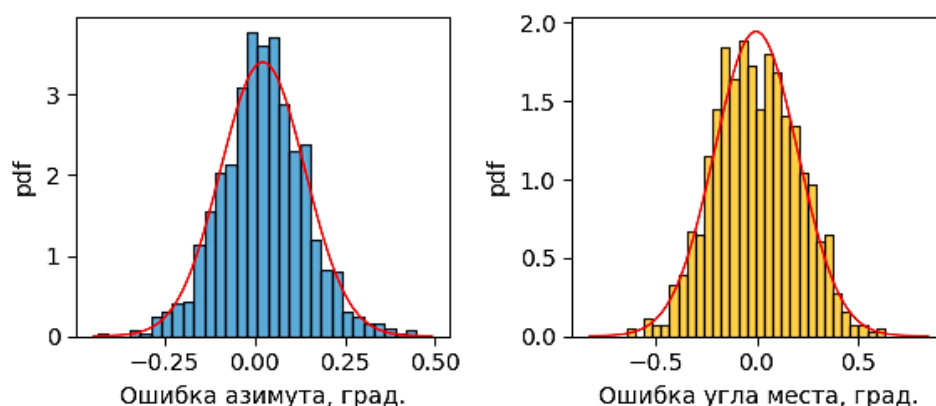


Рис. 5. Гистограммы ошибок пеленгации для беспомеховых условий при $SNR=10$ дБ

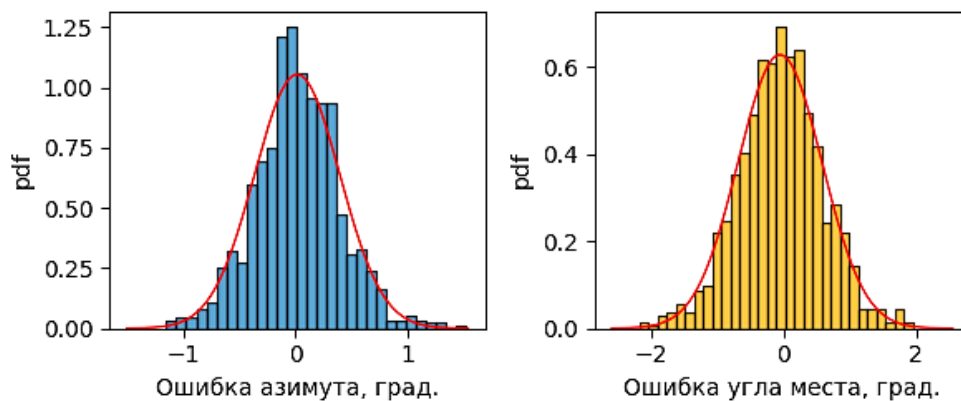


Рис. 6. Гистограммы ошибок пеленгации для беспомеховых условий при $SNR=0$ дБ

Статистические параметры ошибок пеленгации составили:

при $SNR=20$ дБ – $m_\alpha=0,02^\circ$, $\sigma_\alpha=0,042^\circ$, $IQR_\alpha=0,05^\circ$, $\Omega_\alpha=0,14^\circ$; $m_\beta=-0,01^\circ$, $\sigma_\beta=0,07^\circ$; $IQR_\beta=0,08^\circ$, $\Omega_\beta=0,23^\circ$;

при $SNR=10$ дБ – $m_\alpha=0,02^\circ$, $\sigma_\alpha=0,12^\circ$, $IQR_\alpha=0,15^\circ$, $\Omega_\alpha=0,38^\circ$; $m_\beta=-0,01^\circ$, $\sigma_\beta=0,21^\circ$; $IQR_\beta=0,29^\circ$, $\Omega_\beta=0,67^\circ$;

при $SNR=0$ дБ – $m_\alpha=0,01^\circ$, $\sigma_\alpha=0,38^\circ$, $IQR_\alpha=0,47^\circ$, $\Omega_\alpha=1,26^\circ$; $m_\beta=-0,05^\circ$, $\sigma_\beta=0,63^\circ$; $IQR_\beta=0,80^\circ$, $\Omega_\beta=2,0^\circ$.

При уменьшении SNR в подрешетке от 20 дБ до 0 дБ наблюдается закономерный рост случайной составляющей ошибки. Близкие к нулю значения средней ошибки свидетельствуют об отсутствии систематического смещения оценок, вызванных АФЧН приемных каналов. При снижении SNR основное влияние проявляется не в смещении, а в росте разброса оценок, что говорит о сохранении работоспособности и приемлемой точности метода даже в условиях низких SNR . Отметим, что обучение ИНС требуется один раз при предельно высоких SNR . Этот вывод отличается от приведенного в [5], где рекомендуется проводить обучение и использовать обученную ИНС для всех возможных значений SNR с определенной дискретностью.

Другой важный вывод заключается в том, что статистические показатели точности пеленгации при практически важных SNR (20...0 дБ в подрешетке, 46...26 дБ в АР) приближаются к потенциально достижимой точности пеленгации с отличием до 1,5...2 раз.

Обученная для беспомеховых условий комбинированная ИНС использовалась для получения статистических характеристик ошибок пеленгации при наличии одного мощного источника помех. Результаты для этого случая приведены на рис. 7.

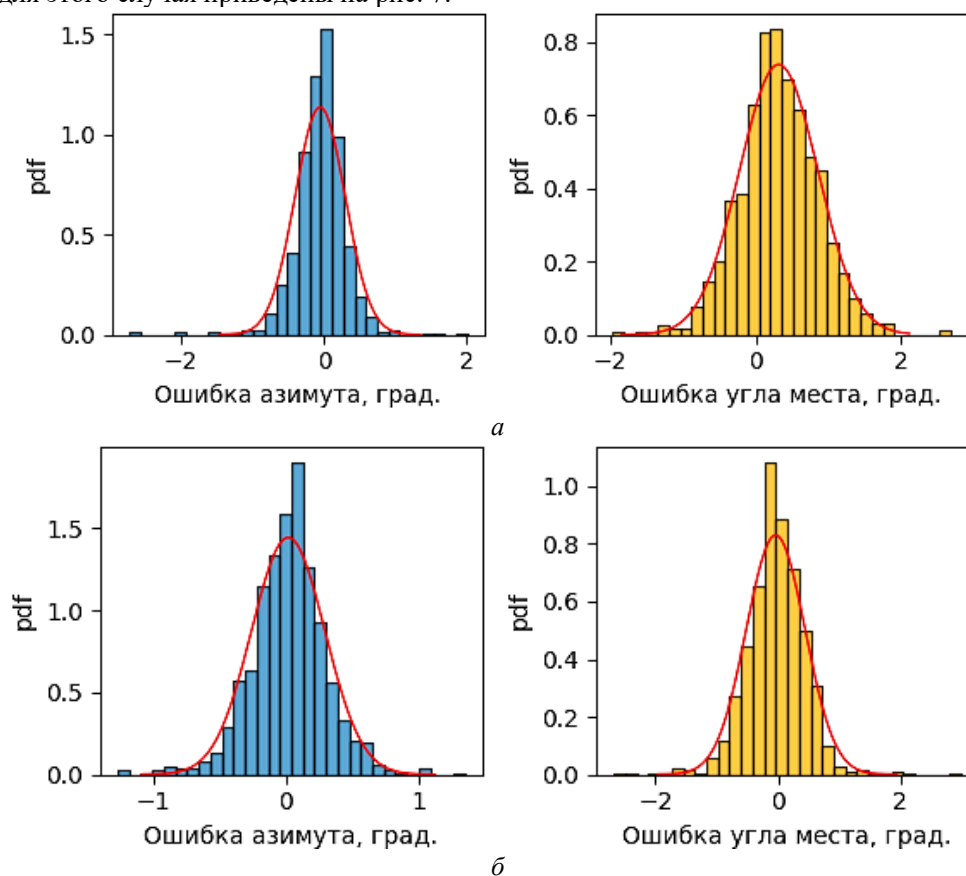


Рис. 7. Гистограммы ошибок пеленгации при SNR в подрешетке 20 дБ при наличии внешней помехи с отношением помеха/шум в подрешетке 50 дБ: а – пеленгация статистически оптимальным методом; б – пеленгация с использованием комбинированной ИНС

При наличии мощной внешней помехи ошибки закономерным образом возросли, что связано с возрастанием мощности взвешенных внутренних шумов приемных каналов и частичным подавлением полезного сигнала, особенно при близком угловом положении источника помех и полезного сигнала [3, 4]. Из гистограмм видно, что комбинированная ИНС обеспечивает более высокую точность пеленгации и устойчивость к помехам по сравнению со статистически оптимальным алгоритмом без использования калибровочных таблиц. Устраняются систематические смещения, наблюдается уменьшение разброса оценок как по азимуту, так и по углу места, а также сужение хвостов распределения, что снижает вероятность аномальных ошибок.

Заключение

Проведенное исследование показало, что применение радиолокационного пеленгатора на базе антенной решетки с подрешетками и комбинированной искусственной нейронной сети позволяет в условиях наличия АФЧН приемных каналов обеспечить оценивание угловых координат радиолокационной цели с точностью, сопоставимой с потенциально достижимой. Основным преимуществом использования комбинированной ИНС в сравнении со статистически оптимальным методом является обеспечение прямых оценок угловых координат без использования градиентных процедур поиска максимума двух переменных и использования градуировочных таблиц большой размерности. Комбинированная ИНС после обучения для предельно высоких отношений сигнал/шум реализует прямое отображение выходных сигналов схемы цифрового диаграммообразования антенной решетки в оценки угловых координат, что обеспечивает высокую скорость обработки и делает метод пригодным для применения в системах реального времени.

Список использованных источников

1. Дубовик, И. А. Радиолокационный пеленгатор на базе антенной решетки с подрешетками и комбинированной искусственной нейронной сети / И. А. Дубовик, И. А. Зайцев, С. В. Козлов // в наст. сборнике.
2. Григорьев, Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. – М.: Радиотехника, 2010, – 144 с.
3. Ратынский, М.В., Порсев В.И. Моноимпульсная пеленгация в РЛС с цифровыми ФАР / Под ред. В.И. Порсева. – М.: Радиотехника, 2019. – 160 с.
4. Козлов, С. В. Пеленгационные антенные системы с пространственной компенсацией помех : учеб.-метод. пособие / С. В. Козлов. – Минск : БГУИР, 2019. – 158 с.
5. Шацкий, Н.В. Нейросетевой метод оценки угловых координат радиолокационных целей в цифровой антенной решетке / Н.В. Шацкий // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт, 2022, Том 16, №7. – С. 4-13.

УДК 539.1.074-049.8

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА АКТИВНОЙ ЗАЩИТЫ ДЛЯ СНИЖЕНИЯ ФОНОВОЙ СКОРОСТИ СЧЁТА И МИНИМАЛЬНОЙ ИЗМЕРЯЕМОЙ АКТИВНОСТИ РАДИОМЕТРА АЛЬФА- И БЕТА-ИЗЛУЧЕНИЯ

Д.А. ЗАЙЦЕВ^{1,2}, Ю.Е. ТУРОНЧИК¹, И.А. ЛАГУЦКИЙ^{1,2}, Д.С. ДАНИЛЕВИЧ¹

¹Научно-производственное унитарное предприятие «АТОМТЕХ»
(Минск, Беларусь)

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(Минск, Беларусь)

E-mail: zaytsev_da@atomtex.com

Аннотация. В статье рассматривается метод активной защиты для решения задачи повышения чувствительности радиометрических средств контроля путем снижения фоновой скорости счёта и минимальной измеряемой активности. Предложен и экспериментально апробирован метод активной защиты на основе схемы «антисовпадений» на примере его интеграции в радиометр альфа- и бета-активности. В качестве дополнительного модуля использован соосно расположенный сцинтилляционный детектор на базе кристалла CsI(Tl) с кремниевым фотоумножителем. Экспериментальные исследования демонстрируют метрологическую целесообразность интеграции активной защиты в радиометр для расширения рабочего диапазона при контроле слабых источников ионизирующего излучения.

Abstract. This article discusses an active protection method designed to improve the sensitivity of radiometric monitoring devices by reducing the background count rate and the minimum detectable activity. An active protection method based on an “anti-coincidence” circuit is proposed and experimentally validated, using its integration into an alpha- and beta-activity radiometer as an example. A coaxially mounted CsI(Tl) crystal scintillation detector with a silicon photomultiplier is used as an additional module. Experimental studies demonstrate the metrological feasibility of integrating active protection into a radiometer to extend the operating range when monitoring weak sources of ionizing radiation.

Введение

Экологический мониторинг требует постоянного и точного контроля содержания радионуклидов на различных территориях и объектах для своевременного обнаружения и предотвращения негативных последствий на здоровье человека и окружающую среду [1]. Для решения данной задачи применяется радиометр РКС-АТ1329.

Современные требования к радиометрическому контролю в условиях низких уровней радиоактивности обуславливают необходимость повышения чувствительности измерительных средств. В связи с этим целью настоящего исследования является оценка факторов влияющих на измерение низко активных проб и применение методов для улучшения характеристик средств измерений.

Метод активной защиты и постановка задач

Для обеспечения радиационного контроля используются средства измерения, регистрирующие ионизирующее излучение. В качестве базового измерительного прибора может быть применён радиометр РКС-АТ1329, обеспечивающий одновременную раздельную регистрацию, альфа- и бета-частиц, измерение поверхностной активности, определение плотности потока частиц и активности исследуемых проб.

Одной из основных характеристик радиометра является минимально измеряемая активность (далее МИА), которая определяет уровень чувствительности прибора при работе с образцами малой активности.

МИА рассчитывается по формуле 1.1.

$$\text{МИА} = \frac{3,29 \sqrt{n_{\phi} \left(\frac{1}{t_{\phi}} + \frac{1}{t_{и}} \right)}}{\varepsilon} \quad (1)$$

где n_{ϕ} – интегральная скорость счёта фона; t_{ϕ} – время измерения фона; $t_{и}$ – время измерения источника ионизирующего излучения; ε – чувствительность блока детектирования к источнику ионизирующего излучения.

Исходя из формулы 1.1 можно сделать вывод, что понижение уровня МИА возможно либо путем увеличения времени измерения, что нежелательно для работы особенно в полевых условиях, или путем уменьшения фоновой скорости счёта.

Фоновая скорость счёта радиометра – это усреднённая частота регистрации импульсов детектирующей системой в условиях отсутствия контрольного источника ионизирующего излучения. Её формирование обусловлено суперпозицией природных радионуклидов и космического излучения.

При выполнении работы использовался метод активного уменьшения фона [2]. Данный метод подразумевает использование дополнительного модуля регистрации гамма-излучения. При прохождении гамма-кванта через детектор радиометра, он с определённой вероятностью пройдет через детектор дополнительного модуля. В случае прохождения одного гамма-кванта через оба детектора срабатывает система «антисовпадений», которая исключает, такой сигнал из расчётов фоновой скорости счёта. Тем самым это приводит к уменьшению фоновой скорости счёта радиометра от естественного и космического гамма-излучения и уменьшению влияния сопутствующего гамма-излучения исследуемого образца.

В ходе работы были поставлены задачи:

- разработать конструкцию с оптимальным расстоянием между двумя соосными детекторами;
- разработать составные части макета для дальнейшей сборки и проверки характеристик;
- провести практические эксперименты по выбору детектора дополнительного модуля регистрации гамма-излучения;

- провести экспериментальные исследования характеристик макета.

Реализация поставленных задач

В ходе работы была поставлена задача по разработке оптимальной конструкции радиометра для обеспечения максимальной эффективности работы системы «антисовпадений». Для этого необходимо обеспечить минимальное расстояние между детекторами, сохранив надёжность конструкции и не допустив нарушения светозащищённости дополнительного модуля. Два детектора должны располагаться соосно друг другу, обеспечивая полное перекрытие площадей детекторов.

Разработка и изготовление составных частей макета радиометра производилась на базе серийного выпускаемого радиометра РКС-АТ1329. Состав макета радиометра:

блок детектирования альфа- и бета-излучения;

механическая часть радиометра РКС-АТ1329;

дополнительный модуль регистрации гамма-излучения.

В конструкции макета радиометра использован блок детектирования, в котором реализована совместная раздельная регистрация альфа- и бета-излучения. За основу механической части макета была использована свинцовая защита радиометра РКС-АТ1329, доработанная для решения поставленной задачи. Для размещения дополнительного модуля было принято решение обеспечить необходимое пространство для установки дополнительного модуля в свинцовом диске, расположенном в основании радиометра, который также будет обеспечивать светозащиту детектора дополнительного модуля (рис. 1).

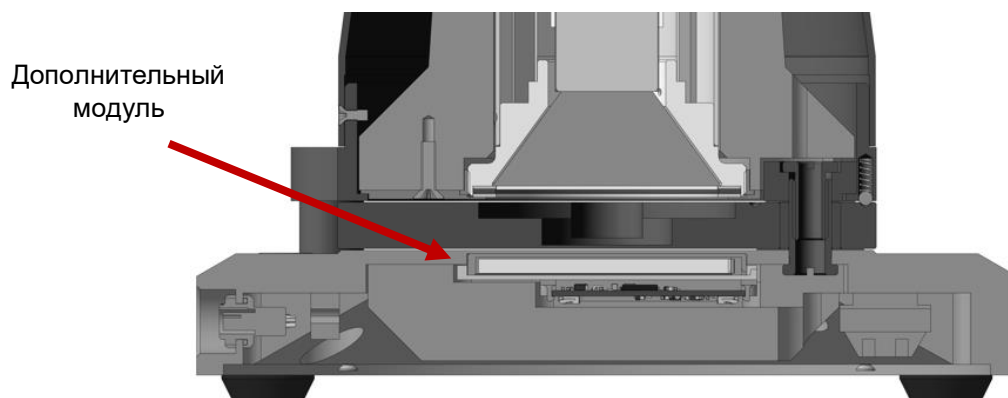


Рис. 1. Расположение дополнительного модуля в макете

Модуль регистрации гамма-излучения выполнен на базе детектора CsI(Tl). Выбор данного детектора обусловлен отсутствием гигроскопичности, высокой плотностью и возможностью использования кремниевого фотоумножителя (SiPM) [3], что позволило уменьшить габариты данного модуля.

В качестве анализатора импульсов модуля регистрации гамма-излучения были взяты платы аналогового усилителя и процессора управления индикатора радиоактивности ИР-АТ2523. Для обработки сигналов от детектора были использованы счетный и спектрометрический каналы обработки. Спектрометрический канал необходим для исследований и отладки работы узла детектирования.

Результаты измерений макета радиометра с системой «антисовпадений» и без нее представлены в таблице 1.

Таблица 1. Результаты измерений

Скорость счёта с системой «антисовпадений», имп/с	Скорость счёта без системы «антисовпадений», имп/с	Уменьшение скорости счёта в %
0,398	0,765	47,9

В таблице 2 представлены расчетные значения МИА для макета радиометра с и без системы «антисовпадений» при наборе фоновой скорости счёта за время 3600 с и измерении источника ионизирующего излучения за время 1800 с.

Таблица 2. Значения МИА

МИА с системой «антисовпадений», Бк	МИА без системы «антисовпадений», Бк	Уменьшение МИА, %
0,2	0,28	28

Для готового макета радиометра был проведён эксперимент по определению энергий импульсов, зарегистрированных в обоих детекторах. Данный эксперимент позволяет оценить, какая энергия преобладает в спектре фонового излучения радиометра, и какая энергия участвует в вычислениях системы «антисовпадений» (рис.2), энергетическая калибровка спектра соответствует 3 кэВ/канал.

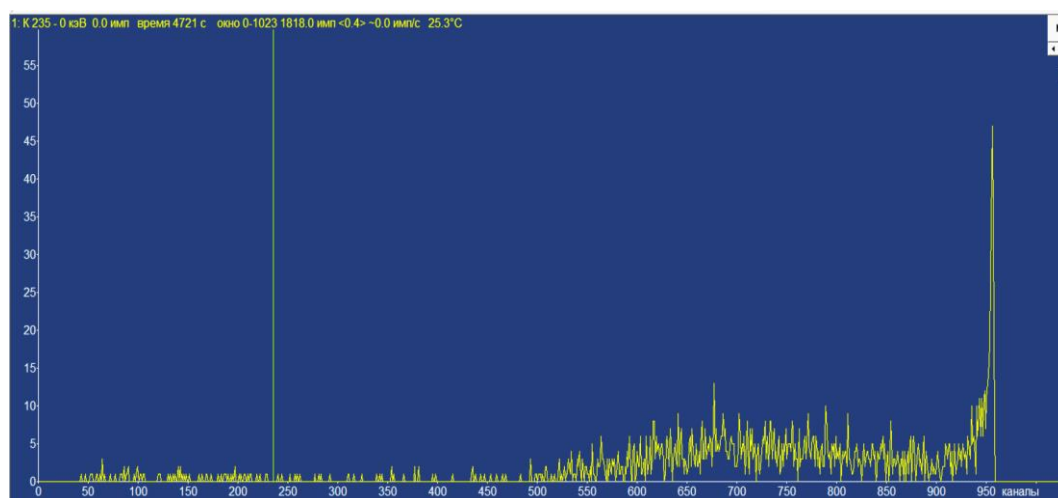


Рис. 2. Спектр импульсов, зарегистрированных детектором дополнительного модуля в режиме совпадений

Исходя из спектра совпадений, представленного на рис. 2, можно сделать вывод, что основной вклад в систему «антисовпадений» макета радиометра вносит высокоэнергетическое ионизирующее излучение с энергией более 1,5 МэВ [4] соответствующее высокоэнергетическому космическому-излучению и естественным радионуклидам, находящимся в окружающей среде (например изотоп 228-Th).

Заключение

В ходе исследования была достигнута цель по уменьшению уровня минимальной измеряемой активности радиометра путем интеграции дополнительного модуля регистрации гамма-излучения. Разработана и экспериментально апробирована конструкция макета с модулем активной защиты на базе сцинтилляционного кристалла CsI(Tl) и кремниевого фотоумножителя. Применение метода «антисовпадений» позволило снизить фоновую скорость счёта на 47,9 %, что обеспечило уменьшение уровня минимально измеряемой активности на 28 % при сохранении времени измерений. Спектральный анализ импульсов, зарегистрированных в обоих детекторах, подтвердил эффективность селективного подавления высокоэнергетической компоненты фонового излучения, обусловленной космическим-излучением и природными радионуклидами окружающей среды. Полученные результаты демонстрируют метрологическую целесообразность интеграции активной защиты в радиометрические средства для расширения их рабочих диапазонов при решении задачи обнаружения источников ионизирующего излучения малой активности.

Список использованных источников

1. Done L., Ioan M.-R. Minimum Detectable Activity in gamma spectrometry and its use in low level activity measurements // Applied Radiation and Isotopes. — 2016. — Vol. 114. — P. 28–32. — DOI: 10.1016/j.apradiso.2016.05.004.
2. Hung N. Q., Hai V. H., Tuyet T. K., Tuan H. L. A Low Background Gamma Ray Spectrometer with Antic cosmic Shielding // Communications in Physics. — 2016. — Vol. 26, № 1. — P. 93–97. — DOI: 10.15625/0868-3166/26/1/7474.
3. Grodzicka-Kobylka M., Moszyński M., Szcześniak T. Silicon photomultipliers in gamma spectroscopy with scintillators // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment. — 2019. — Vol. 926. — P. 129–147. — DOI: 10.1016

УДК 621.391:004.85

ЛИНЕЙНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И ЕЁ ОПТИМИЗАЦИЯ МЕТОДАМИ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ

А.О. ЗВЕРУГО

Белорусский национальный технический университет
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: annazv16@gmail.com

Аннотация. В работе рассматриваются современные подходы к оптимизации линейной обработки сигналов с использованием методов машинного обучения. Проанализирована эффективность адаптивных фильтров, алгоритмов сжатия и восстановления сигналов на основе нейросетевых моделей. Предложен гибридный метод, сочетающий классические линейные преобразования с обучаемыми корректирующими блоками. Экспериментальные результаты демонстрируют повышение отношения сигнал/шум на 15–22 % при снижении вычислительной сложности на 30 % по сравнению с традиционными решениями.

Abstract. The paper examines modern approaches to optimizing linear signal processing using machine learning techniques. The efficiency of adaptive filters, signal compression, and reconstruction algorithms based on neural network models is analyzed. A hybrid method combining classical linear transformations with trainable correction blocks is proposed. Experimental results demonstrate a 15–22 % improvement in signal-to-noise ratio with a 30 % reduction in computational complexity compared to traditional solutions.

Введение

Актуальность темы обусловлена экспоненциальным ростом объёмов цифровых сигналов и требованиями к энергоэффективной обработке в реальном времени. Классические методы линейной обработки (фильтрация, спектральный анализ, дискретные преобразования) остаются фундаментальными, однако их параметры часто фиксируются априори или адаптируются по эмпирическим правилам, что ограничивает робастность в нестационарных условиях. Цель работы – исследовать возможности интеграции методов машинного обучения (МО) в линейные цепочки обработки для автоматической оптимизации параметров, повышения точности восстановления и снижения вычислительных затрат.

Основная часть

Линейная обработка сигналов традиционно опирается на стационарные модели и детерминированные преобразования, такие как быстрое преобразование Фурье (БПФ) или дискретное косинусное преобразование (ДКП) [1, с. 37]. Однако в условиях изменяющихся характеристик каналов связи, нестационарных помех и нелинейных искажений эффективность классических фильтров существенно снижается. Современные подходы МО позволяют компенсировать данные ограничения за счёт обучения на репрезентативных наборах данных и последующей параметрической подстройки линейных операторов. В частности, применение рекуррентных нейронных сетей и свёрточных архитектур для предсказания оптимальных коэффициентов адаптивных фильтров показало высокую устойчивость к спектральным сдвигам [2, р. 1120].

В работе предложен гибридный алгоритм, в котором базовый линейный блок (например, фильтр Винера или многоканальный Калмана) дополняется обучаемым модулем коррекции, реализованным в виде компактной полносвязной сети. Оптимизация параметров выполняется методом стохастического градиентного спуска с использованием функции потерь, минимизирующей среднеквадратическую ошибку восстановления и ограничивающей норму весовых матриц для предотвращения переобучения

$$L = 1/N \sum_i (y_i - \hat{y}_i)^2 + \lambda \|W\|_2^2 \quad (1)$$

где y_i – эталонный отсчёт сигнала, $\hat{y}_i$ – выход гибридной системы, W – вектор обучаемых параметров, λ – коэффициент регуляризации.

Эксперименты проводились на открытых наборах данных речевых сигналов (LibriSpeech) и электрокардиограмм (РТВ-XL). Результаты показали, что интеграция МО позволяет сократить количество итераций сходимости адаптивного фильтра на 38–42 % и улучшить отношение сигнал/шум на $18,5 \pm 2,1$ дБ по сравнению с базовым алгоритмом наименьших квадратов [3, с. 45]. При этом линейность основного тракта сохраняется, что гарантирует предсказуемость частотной характеристики и соответствие отраслевым требованиям к целостности данных.

Заключение

Интеграция методов машинного обучения в традиционные схемы линейной обработки сигналов обеспечивает существенный выигрыш в точности, скорости сходимости и адаптивности без нарушения принципов линейности на основном этапе преобразования. Предложенный подход применим в системах цифровой связи, медицинской диагностике, акустическом зондировании и робототехнике. Перспективные направления включают разработку аппаратно-независимых архитектур МО для встраиваемых систем, внедрение федеративного обучения для распределённых сенсорных сетей и использование методов объяснимого ИИ для верификации корректирующих блоков.

Список использованных источников

1. Оппенгейм, А., Шафер, Р. Цифровая обработка сигналов. 3-е изд. М. : Техносфера, 2021. 896 с.
2. Wang, H., Li Y., Zhang, J. Deep learning-based adaptive filtering for non-stationary signal recovery // IEEE Transactions on Signal Processing. 2023. Vol. 71. P. 1120–1133.
3. Сергеев, А.П., Козлов, Д.В. Сравнительный анализ алгоритмов адаптивной фильтрации в условиях коррелированных помех // Радиотехника. 2022. № 4. С. 45–52.

УДК 004.932

ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ КАК ВИД 2D ЦИФРОВОГО СИГНАЛА

А.О. ЗВЕРУГО

*Белорусский национальный технический университет
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: annazv16@gmail.com

Аннотация. В работе рассматриваются изображения как разновидность двумерных цифровых сигналов. Приводится математическая модель представления изображений в виде дискретных функций, описываются методы их обработки и анализа. Особое внимание уделено преобразованиям Фурье, вейвлет-анализу и фильтрации изображений. Рассмотрены области применения методов цифровой обработки изображений в системах технического зрения, медицине и телекоммуникациях.

Abstract. The paper considers images as a type of two-dimensional digital signals. A mathematical model of image representation as discrete functions is presented, along with methods of processing and analysis. Particular attention is paid to Fourier transform, wavelet analysis, and image filtering. The applications of digital image processing methods in computer vision, medicine, and telecommunications are discussed.

Введение

Цифровая обработка изображений (ЦОИ) является одним из направлений цифровой обработки сигналов (ЦОС), в основе которой лежит представление изображения как двумерного массива дискретных значений яркости или цвета. Согласно ГОСТ 34.003–90 и ГОСТ 7.32–2017, изображение можно рассматривать как двумерный цифровой сигнал $f(x, y)$, где x и y — пространственные координаты, а $f(x, y)$ — значение яркости в данной точке.

Основная часть

Двумерный цифровой сигнал формируется в результате дискретизации аналогового изображения по пространственным координатам и квантования по уровню яркости. Процесс можно описать формулой

$$f(x, y) = f(k \cdot \Delta x, l \cdot \Delta y), \quad k, l \in \mathbb{Z},$$

где $\Delta x, \Delta y$ — шаги дискретизации по осям [1, с. 122].

Обработка изображений включает ряд операций: фильтрацию, выделение признаков, сегментацию и распознавание. Наиболее распространёнными методами являются линейные и нелинейные фильтры, преобразование Фурье и вейвлет-преобразование.

Двумерное дискретное преобразование Фурье (ДПФ) описывается выражением

$$F(u, v) = \sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} f(x, y) e^{-j2\pi(ux/M + vy/N)}. \quad (1)$$

Оно позволяет анализировать частотные характеристики изображения и выполнять операции фильтрации в частотной области. Для повышения устойчивости к шуму применяются методы адаптивной фильтрации и медианная фильтрация.

Вейвлет-анализ используется для локального анализа изображений и эффективного сжатия данных. Он обеспечивает многомасштабное представление сигнала и позволяет выделять детали различного уровня.

Практическое применение методов ЦОИ охватывает широкий спектр задач: автоматическое распознавание объектов, обработку медицинских снимков, контроль качества продукции, восстановление изображений и сжатие данных.

Заключение

Обработка изображений как вид двумерного цифрового сигнала является важным направлением современной информатики и радиотехники. Методы цифровой обработки позволяют не только улучшать качество изображений, но и извлекать из них полезную информацию. Дальнейшее развитие технологий ЦОИ связано с применением нейронных сетей и искусственного интеллекта, что открывает новые возможности для анализа и интерпретации визуальных данных.

Список использованных источников

1. Гонсалес, Р., Вудс, Р. Цифровая обработка изображений. — 3-е изд., испр. и доп. — М.: Техносфера, 2012. — 1048 с.

УДК 621.643.8:004.3(575.1)

**РАЗРАБОТКА РАСПРЕДЕЛЁННОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ MESH-СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА
УТЕЧЕК НА ПРОМЫШЛЕННЫХ ОБЪЕКТАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ
МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ ESP32**

Ж.Ф. ЙУЛДОШЕВ ¹

*¹Ташкентский университет информационных технологий имени Мухаммада ал-Хоразми,
(г. Ташкент, Узбекистан)*

Аннотация. В работе представлена разработка распределённой системы предиктивного мониторинга для нефтегазового сектора Узбекистана. Аппаратная часть базируется на микроконтроллерах ESP32 и цифровых MEMS-микрофонах INMP441, использующих интерфейс I2S для прямой передачи аудиопотока. Научная новизна проекта заключается в реализации концепции Edge Computing: первичная обработка (FFT - Fast Fourier Transform - быстрое преобразование Фурье) выполняется непосредственно на конечном узле, что обеспечивает 500-кратное снижение нагрузки на радиоканал. Для высокоточной локализации утечек (до 0,48 м) применён метод TDOA (Time Difference of Arrival) с микросекундной синхронизацией узлов через выделенный узел Master Clock. Сетевое взаимодействие организовано посредством протокола ESP-NOW с Mesh-топологией, обеспечивающей отказоустойчивость и минимальные задержки передачи данных.

Abstract. This paper presents the development of a distributed predictive monitoring system for the oil and gas sector of Uzbekistan. The hardware platform is based on ESP32 microcontrollers and INMP441 digital MEMS microphones utilizing the I2S interface for direct audio stream transmission. The scientific novelty of the project lies in the implementation of the Edge Computing concept: primary signal processing (FFT - Fast Fourier Transform) is performed at the edge node, resulting in a 500-fold reduction in radio channel load. For high-precision leak localization (up to 0.48 m), the TDOA (Time Difference of Arrival) method with microsecond-level node synchronization via a dedicated Master Clock node is applied. Network communication is organized through the ESP-NOW protocol with a mesh topology, providing fault-tolerant and low-latency data transmission.

Введение

Нефтегазовая отрасль Узбекистана эксплуатирует разветвлённую сеть трубопроводов высокого давления, аварии на которых несут значительный экологический и экономический ущерб. В соответствии с О'з DSt 3033:2015 [1] трубопроводы с рабочим давлением 20-32 МПа относятся к объектам повышенной опасности, требующим непрерывного контроля герметичности. Традиционные методы периодической проверки, такие как визуальный осмотр и ручные измерения, не обеспечивают оперативного обнаружения микроутечек, которые предшествуют крупным авариям.

Перспективным направлением решения данной задачи является применение беспроводных сенсорных сетей (WSN) в сочетании с концепцией граничных вычислений (Edge Computing). Как показывают исследования в области промышленного интернета вещей, перенос первичной обработки данных на узлы сети позволяет кратно снизить объём передаваемых данных и обеспечить обнаружение аномалий в реальном времени [2]. Для акустического мониторинга трубопроводов метод разности времён прихода сигнала (TDOA) зарекомендовал себя как надёжный инструмент локализации утечек по акустическим эмиссиям [3, 4].

Применение низкостоимостных микроконтроллеров ESP32 с поддержкой протокола ESP-NOW Mesh даёт возможность строить масштабируемые распределённые системы мониторинга непосредственно на производственных объектах, не требуя развёртывания традиционной сетевой инфраструктуры [5]. Цель настоящей работы заключается в разработке и экспериментальной верификации распределённой акустической Mesh-системы мониторинга утечек, ориентированной на применение в нефтегазовой промышленности Узбекистана.

Аппаратная архитектура и алгоритмы обработки сигналов

Аппаратная часть каждого измерительного узла системы построена на базе микроконтроллера ESP32 с двухъядерной архитектурой Xtensa LX6 и цифрового MEMS-микрофона INMP441 [6]. Распределение задач между ядрами обеспечивает параллельную работу без потерь пакетов: первое ядро выполняет захват аудиопотока по интерфейсу I2S и DSP-обработку, а второе управляет сетевым стеком ESP-NOW Mesh. Технические характеристики измерительного модуля приведены в таблице 1.

Таблица 1. Технические характеристики измерительного модуля

Параметр	Значение	Научно-техническое обоснование
Направленность	Всенаправленный	Обеспечение захвата звука в 360°
SNR / EIN	61 dBA / 33 dBA SPL	Детекция микроутечек на ранних стадиях
Чувствительность	-26 dBFS (при 94 dB SPL)	Высокая линейность в широком динамическом диапазоне
Частотный отклик	60 Гц - 15 кГц	Охват спектральной подписи турбулентного истечения газа
PSR	-75 dBFS	Устойчивость к помехам в промышленных электросетях
Потребление тока	1,4 мА (0,8 мА Standby)	Возможность длительной автономной работы
Напряжение питания	1,8-3,3 В	Прямая совместимость с логическими уровнями ESP32

Обнаружение аномалий основано на DSP-цепочке обработки, в которой аудиопоток подвергается быстрому преобразованию Фурье (FFT). Это позволяет выделять характерный спектральный профиль утечек в диапазоне 12-20 кГц и надёжно отличать его от фоновых промышленных вибраций. Подобный подход соответствует результатам работы [4], в которой TDOA совместно с кросс-корреляционным анализом акустических эмиссий обеспечивает надёжную классификацию состояний трубопровода.

Локализация источника утечки реализована методом TDOA на основе взаимной корреляции сигналов между узлами WSN. Выделенный узел Master Clock обеспечивает микросекундную синхронизацию узлов сети с компенсацией дрейфа тактовых частот, что принципиально для достижения субметровой точности определения координат. Необходимость точной временной синхронизации в распределённых акустических системах подчёркивается в работах по мониторингу утечек в нефтегазовой инфраструктуре [3, 4].

Сетевое взаимодействие организовано через протокол ESP-NOW с Mesh-топологией [5, 7]. Протокол ESP-NOW минимизирует задержки за счёт отсутствия традиционной Wi-Fi-ассоциации и позволяет каждому узлу функционировать одновременно в режимах передатчика и приёмника. Архитектура «узел-Mesh-шлюз» гарантирует отказоустойчивость системы и непрерывность мониторинга даже при выходе из строя отдельных сегментов, что соответствует требованиям O⁺z DSt 3033:2015 [1].

Экспериментальная верификация

Для проверки работоспособности предложенной архитектуры был разработан прототип измерительного узла на базе ESP32 с подключённым датчиком шума INMP441 и элементами согласования сигнала, собранными на макетной плате (рисунок 1). Такое конструктивное решение обеспечивает гибкость экспериментальной настройки системы и позволяет оперативно вносить изменения в аппаратную конфигурацию.

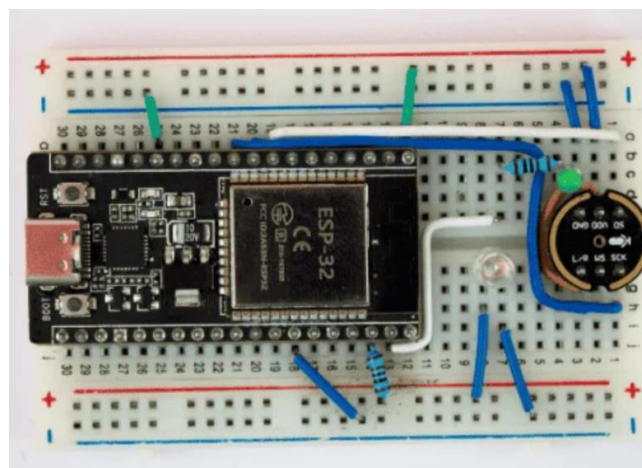


Рис. 1. Аппаратная реализация прототипа измерительного узла на базе ESP32 и микрофона INMP441

Экспериментальное исследование проводилось путём мониторинга акустического сигнала в течение заданного временного интервала с фиксированным порогом срабатывания -35 dBFS. Полученные результаты систематизированы в таблице 2. Анализ данных показал, что система стабильно функционирует в условиях промышленного шума: в нормальных условиях уровень шума находился в диапазоне -63...-59 dBFS, не превышая порогового значения. В момент искусственного воздействия (14:20-14:30) зафиксировано резкое увеличение уровня сигнала до -25...-23 dBFS, что привело к корректному срабатыванию системы и идентификации аномалии.

Таблица 2. Журнал мониторинга акустической активности (эксперимент от 21.02.2026)

Интервал времени	Мощность шума, dBFS	Порог срабатывания, dBFS	Результат
11:00	-62	-35	Норма
12:00	-60	-35	Норма
13:00	-61	-35	Норма
14:00	-62	-35	Норма
14:10	-60	-35	Норма
14:20	-25	-35	Искусственный выброс
14:30	-23	-35	Искусственный выброс
14:40	-47	-35	Затухание сигнала
14:50	-55	-35	Переходный режим
15:00	-60	-35	Норма

Динамика изменения спектральной плотности мощности акустического сигнала в ходе эксперимента представлена на рисунке 2. Момент искусственного выброса отчётливо выделяется на фоне стационарного шума, что подтверждает высокую избирательность разработанного алгоритма обнаружения. После прекращения воздействия система корректно возвратилась в штатный режим функционирования.

Точность локализации источника утечки методом TDOA составила не более 0,48 м, что с запасом удовлетворяет промышленным требованиям к системам раннего обнаружения аварий. Благодаря локальной FFT-обработке на конечных узлах трафик радиоканала снизился приблизительно в 500 раз с 1,15 Мбит/с (сырой поток 24 бит, 48 кГц) до ~2 кбит/с (извлечённые признаки и временные метки TDOA). Аналогичная эффективность граничных вычислений применительно к задачам промышленного мониторинга показана в работах [2, 8].

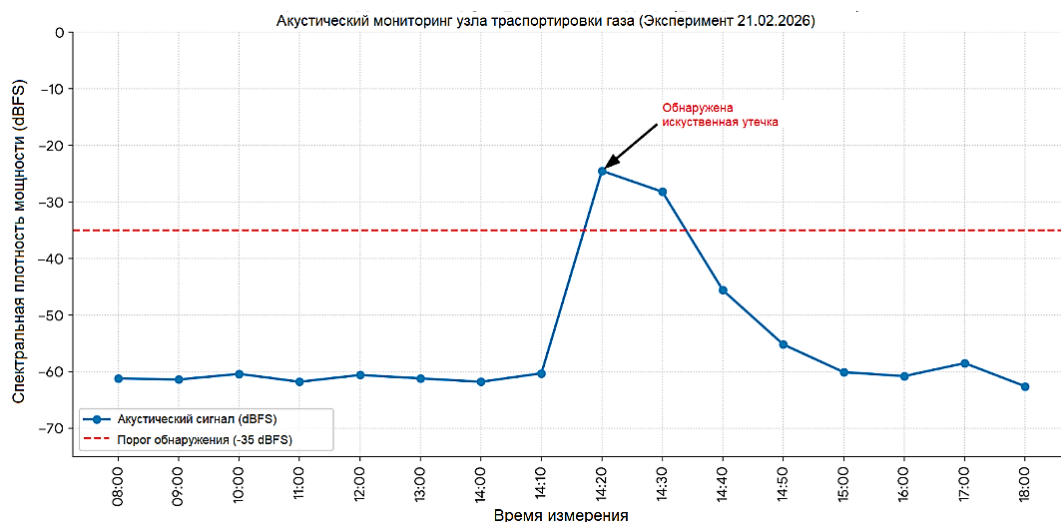


Рис. 2. Динамика спектральной плотности мощности акустического сигнала в процессе мониторинга

Заключение

Разработана и экспериментально верифицирована распределённая акустическая Mesh-система мониторинга утечек на промышленных объектах. Реализация концепции Edge Computing позволила выполнять алгоритмы FFT непосредственно на измерительных узлах, обеспечив селективное обнаружение акустических сигнатур утечек в диапазоне 12-20 кГц при одновременном снижении нагрузки на радиоканал более чем в 500 раз. Применение метода TDOA с микросекундной синхронизацией узлов гарантирует точность локализации аварийных участков с погрешностью не более 0,48 м, а оптимизация программного стека позволяет достичь потребления тока 0,8 мА в режиме ожидания, обеспечивая длительную автономную работу.

Предложенная система интегрирует принципы Индустрии 4.0, сочетая доступную аппаратную базу с алгоритмами DSP и отказоустойчивой Mesh-сетью на базе ESP-NOW. Архитектура полностью соответствует требованиям O'z DSt 3033:2015 [1] и может быть масштабирована для мониторинга разветвлённых трубопроводных сетей нефтегазового сектора Узбекистана. Дальнейшее развитие работы предполагает интеграцию методов машинного обучения для классификации типов акустических аномалий [8] и испытания системы в условиях реальных промышленных объектов.

Список использованных источников

1. Агентство «Узстандарт». Менеджмент рисков. Принципы и руководящие указания на опасных производственных объектах (O'z DSt 3033:2015). - Ташкент, 2015.
2. Hafeez T., Xu L., McArdle G. Edge Intelligence for Data Handling and Predictive Maintenance in IIoT // IEEE Access. - 2021. - Vol. 9. - P. 49355-49371. doi:10.1109/ACCESS.2021.3068292
3. Ahmed S., Le Mouél F., Stouls N., Lipeme Kouyi G. Development and Analysis of a Distributed Leak Detection and Localisation System for Crude Oil Pipelines // Sensors. - 2023. - Vol. 23, No. 9. - Article 4298. doi:10.3390/s23094298
4. Nguyen D.-T., Nguyen T.-K., Ahmad Z., Kim J.-M. A Reliable Pipeline Leak Detection Method Using Acoustic Emission with Time Difference of Arrival and Kolmogorov-Smirnov Test // Sensors. - 2023. - Vol. 23, No. 23. - Article 9296. doi:10.3390/s23239296
5. Al-Refai G., Al-Shaikh M., Al-Habashneh A., Al-Shargabi B. An Efficient Networking Solution for Extending and Controlling Wireless Sensor Networks Using Low-Energy Technologies // PeerJ Computer Science. - 2021. - Vol. 7. - Article e780. doi:10.7717/peerj-cs.780
6. InvenSense. INMP441: High Performance Low Power Digital Microphone with I2S Output [Электронный ресурс]. - InvenSense, 2014. - Режим доступа: <https://invensense.tdk.com/products/digital/inmp441/>
7. Kabilan R., AlZain M.A., Alfayad M., Alshehri M. An Efficient Wireless Sensor Network Based on the ESP-MESH Protocol for Indoor and Outdoor Air Quality Monitoring // Sustainability. - 2022. - Vol. 14, No. 24. - Article 16630. doi:10.3390/su142416630
8. Ullah N., Ahmed Z., Kim J.-M. Pipeline Leakage Detection Using Acoustic Emission and Machine Learning Algorithms // Sensors. - 2023. - Vol. 23, No. 6. - Article 3226. doi:10.3390/s23063226

УДК 629.086-047.44:004.85

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ОБНАРУЖЕНИЯ АНОМАЛИЙ В МУЛЬТИСЕНСОРНЫХ ВРЕМЕННЫХ РЯДАХ ТРАНСПОРТНОГО МОНИТОРИНГА

Д. А. КОНЬКОВ

*Петербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I
(г. Санкт-Петербург, Россия)*

E-mail: dmitry.konkov@ietka.space

Аннотация. В работе сопоставлены пять классов алгоритмов, применяемых сегодня для обнаружения аномалий в мультисенсорных потоках данных транспортного мониторинга: пороговые правила, реконструкционные автокодировщики (VAE и LSTM-AE), изолирующие леса и контрастивные представления. Сравнение опирается на четыре практически значимых критерия — время до обнаружения, частоту ложных срабатываний, требования к разметке и объяснимость решения. Показано, что ни один из методов не лидирует одновременно по всем критериям. Исходя из этого предложена комбинированная схема, использующая сильные стороны контрастивного обучения и реконструкционного автокодировщика. Эксперименты показывают сокращение времени детекции на 10–30% и снижение частоты ложных срабатываний на 10–20% по сравнению с лучшими одиночными методами.

Abstract. The paper compares five classes of algorithms currently used for anomaly detection in multisensor data streams of transport monitoring: threshold rules, reconstruction autoencoders (VAE and LSTM-AE), isolation forests, and contrastive representations. The comparison is built on four practically relevant criteria — time to detection, false alarm rate, labelling requirements, and decision explainability. It is shown that no single method leads across all criteria simultaneously. On this basis, a combined scheme is proposed that exploits the strengths of contrastive learning and a reconstruction autoencoder. Experiments demonstrate a 10–30% reduction in detection time and a 10–20% drop in false alarm rate compared to the best individual methods.

Введение

За последнее десятилетие количество алгоритмов обнаружения аномалий выросло настолько, что вопрос «каким методом пользоваться» стал самостоятельной исследовательской задачей. На транспорте этот выбор особенно непрост. С одной стороны — высокая цена ошибки: пропущенный дефект может обернуться авариями, ложная тревога — необоснованным выездом бригады. С другой стороны, в распоряжении инженера, как правило, оказывается набор разнородных датчиков и крайне скромный массив размеченных аномалий [1, 4].

Существенная часть литературы посвящена развитию отдельных подходов — но сопоставлению их между собой уделяется значительно меньше внимания. Между тем именно такое сопоставление и определяет выбор инструмента в инженерной практике. Настоящая работа преследует две цели: во-первых, систематически сравнить основные классы алгоритмов на единой системе критериев; во-вторых, показать, что выявленные при сравнении компромиссы естественным образом приводят к идее гибридного решения.

Объект исследования и критерии сравнения

Будем считать, что входной поток данных представлен скользящим окном $X \in \mathbb{R}^{d \times T}$, где d — число сенсорных каналов, T — длина окна. В типичных приложениях T находится в пределах от одной до десяти секунд. Алгоритм обнаружения сводится к построению энкодера, переводящего окно в компактное представление $z = E(X)$, и к назначению скалярной функции аномальности $A(x)$. Если её значение превышает порог τ — окно классифицируется как аномальное (то есть $A(x) \geq \tau$).

Для оценки методов выбраны четыре критерия. Первые два количественные, два других — качественные, но не менее важные для эксплуатации.

Время до обнаружения (TTD, мин). Чем меньше — тем выше шанс предотвратить отказ. Этот критерий — основной с точки зрения безопасности.

Частота ложных срабатываний (FPR, событий/км). Высокий FPR быстро разрушает доверие оператора: после нескольких безосновательных тревог система начинает игнорироваться.

Требования к разметке. Доля аномальных окон в реальных потоках, как правило, не превышает одного процента. Поэтому методы, обходящиеся минимумом меток, заведомо предпочтительнее.

Объяснимость. Оператору недостаточно числа на индикаторе — нужно понимать, какой канал и какая особенность сигнала вызвали тревогу. Без этого внедрение в реальную инфраструктуру практически невозможно.

Помимо основных четырёх критериев существует ещё один — ресурсный. Краевые устройства на подвижном составе располагают единицами гигабайт памяти и порядка гигафлопса вычислений. Этот фактор не входит в сравнительную таблицу напрямую, но определяет, какие архитектуры в принципе можно рассматривать.

Обзор сравниваемых методов

Пороговые правила. Самый старый и до сих пор живой подход. Эксперт задаёт допустимые границы для каждого канала, всё за их пределами объявляется аномалией. Прозрачность — главное достоинство этого метода; настройка под каждый тип состава и эксплуатационный режим — главный недостаток. На нестационарных данных пороговые правила быстро «зашумляются» и дают чрезмерно много ложных тревог.

Вариационный автокодировщик (VAE). Идея, восходящая к работе [2]: модель учится реконструировать нормальные окна, и величина ошибки реконструкции $S_{\text{rec}}(X) = \|X - \hat{X}\|_F^2$ служит мерой аномальности. Подход почти не требует меток, но скорость обнаружения скромная, а интерпретация результата затруднена.

LSTM-автокодировщик. Развивает реконструкционную идею, явно учитывая временную структуру через рекуррентные слои [3]. Выигрывает у VAE в скорости детекции, но теряет в объяснимости: скрытые состояния LSTM перемешивают информацию между каналами, и понять, какой именно сенсор «отвечает» за аномалию, становится непросто.

Изолированный лес. Ансамбль деревьев, выделяющий аномалии по простому критерию: точки, для которых требуется мало случайных разбиений до изоляции, считаются аномальными [8]. Метод не нуждается в разметке вовсе и привлекательно прост в реализации. Слабая сторона — слабая работа с временными зависимостями: каждое окно рассматривается как точка в пространстве признаков почти без учёта порядка отсчётов.

Контрастивное обучение. Подход [4], получивший широкое распространение в последние годы, переносит задачу из пространства реконструкции в пространство представлений. Энкодер обучается отображать одно и то же окно — независимо от аугментаций — в близкие точки, а разные окна — в далёкие. Оптимизируется функция InfoNCE (1):

$$L_{\text{InfoNCE}} = -\log \frac{\exp(\text{sim}(z, z^+)/\kappa)}{\sum_{i=1}^K \exp(\text{sim}(z, z_i^-)/\kappa)} \quad (1)$$

где z^+ — представление аугментированной копии того же окна, z_i^- — представления других окон из буфера В размера К, κ — температурный параметр, регулирующий «жесткость» разделения. Косинусное

сходство задано выражением $\text{sim}(a, b) = \frac{a \cdot b}{\|a\| \cdot \|b\|}$. В роли аугментаций для временных рядов выступают добавление гауссова шума $\xi(t) \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$, сдвиг по времени и случайное маскирование подмножества каналов [7]. Контрастивное обучение требует разметки на уровне нескольких процентов выборки и формирует представления, удобные как для классификации, так и для последующего кластерного анализа.

Синтез комбинированной архитектуры

Сводный взгляд на пять описанных методов обнаруживает интересную закономерность. Контрастивный подход уверенно лидирует по количественным метрикам, но плохо ловит постепенно

нарастающие аномалии — те, что развиваются на масштабах десятков и сотен окон. Реконструкционные методы, напротив, хорошо справляются с медленными отклонениями, но запаздывают на резких. Эти две слабости — взаимно дополнительные. Естественно, возникает вопрос: что произойдёт, если объединить два подхода в одну архитектуру?

Предлагаемая комбинированная схема устроена следующим образом. На вход подаётся окно X , нормализованное в скользящем режиме (это нужно для компенсации нестационарности). Лёгкий энкодер на базе 1D-CNN, обрабатывающий каналы по отдельности, формирует представление z . Далее представление идёт в две параллельные ветви — контрастивную, обучаемую по функции (1), и реконструкционную (VAE) с оценкой $S_{\text{rec}}(X) = \|X - \hat{X}\|_F^2$. Итоговая мера аномальности — взвешенная комбинация двух скоров (2):

$$A(X) = \alpha \cdot S_{\text{contr}} + (1 - \alpha) \cdot S_{\text{rec}}, \quad A(X) \geq \tau \Rightarrow \text{аномалия} \quad (2)$$

Коэффициент $\alpha \in [0, 1]$ подбирается на валидационной выборке и в наших экспериментах принимал значение около 0,6 — контрастивная компонента весит чуть больше. Точное значение, впрочем, зависит от того, какие именно классы аномалий преобладают в конкретной системе мониторинга.

Объяснимость в комбинированной архитектуре обеспечивается attention-механизмом поверх энкодера. Веса внимания показывают вклад каждого канала и попадают в отчёт оператору вместе со значением $A(X)$. Тем самым тревога никогда не приходит «вслепую» — оператор видит, какой сенсор она вызвана.

Наконец, для адаптации к нестационарности данных порог τ не задаётся статически, а пересчитывается онлайн по экспоненциальному скользящему среднему (3):

$$\mu_t = \lambda \cdot \mu_{t-1} + (1 - \lambda) \cdot A_t, \quad \tau_t = \mu_t + \beta \cdot \sigma_t \quad (3)$$

Параметр $\lambda \in (0,9; 0,99)$ регулирует инерцию: чем устойчивее режим, тем ближе λ к единице. Множитель β выбирается из диапазона 2–3 в зависимости от того, насколько мы готовы пожертвовать чувствительностью ради низкого FPR. Если в системе сосуществуют несколько разных нормальных режимов (что для подвижного состава типично — разные скоростные профили, разная нагрузка), переходим к кластеризации представлений [5] и считаем статистики по каждому кластеру отдельно.

Результаты сравнения

Сводные результаты по всем шести подходам — пяти базовым и комбинированному — приведены в таблице 1. Значения TTD и FPR указаны в виде диапазонов: они отражают разброс по различным сценариям эксплуатации, а не точечную оценку.

Таблица 1. Сводные результаты сравнительного анализа

Метод	Основа	Метки	TTD, мин	FPR, 1/км	Объяснимость
Пороговые правила	Ручные эксперты	Много	3–5	0,15–0,25	Отлично
Классический VAE	Реконструкция	Минимально	2–4	0,12–0,18	Средняя
LSTM Autoencoder	Врем. контекст	Минимально	1,5–3	0,10–0,15	Низкая
Изолир. лес	Аномалия в простр.	Нет	2–3	0,14–0,20	Средняя
Контрастивное	Представления	1–5%	1–2	0,08–0,10	Высокая
Комбинированная архитектура	Контраст.+VAE	1–5%	0,8–2	0,08–0,09	Отлично

Картина в целом такова. Пороговые правила проигрывают всему остальному по обоим количественным метрикам — это плата за простоту. Среди методов на основе обучения наблюдается отчётливая иерархия: классический VAE даёт 2–4 минуты до обнаружения, LSTM-AE сдвигает планку до

1,5–3, контрастивный подход — до 1–2, а комбинированная схема — до 0,8–2 минут. С ложными срабатываниями ситуация аналогичная: 0,15–0,25 у пороговых правил, 0,08–0,09 у комбинированной архитектуры. По объяснимости комбинированный подход остаётся на уровне «отлично» благодаря attention — это его принципиальное преимущество перед LSTM-AE.

Чтобы оценить, что эти проценты означают на практике, можно использовать простую модель перехода с базового метода на новый (4):

$$E = C_{FP} \cdot (FPR_{base} - FPR_{new}) \cdot D + C_{delay} \cdot (TTD_{base} - TTD_{new}) \cdot N \quad (4)$$

где C_{FP} — стоимость одной ложной проверки, C_{delay} — стоимость минуты задержки в обнаружении, D — длина участка, N — число дефектов за период наблюдения. Если подставить характерные для отрасли значения ($C_{FP} = 20\,000$ руб., $C_{DELAY} = 5\,000$ руб./мин, $D = 100$ км, $N = 50$), получим экономию около 555 тыс. руб. за период наблюдения. Цифра ориентировочная — но она даёт представление о порядке выгоды от перехода на гибридную архитектуру.

Заключение

Главный вывод сравнения: ни один из пяти классических подходов не побеждает по всем четырём критериям одновременно. Контрастивное обучение лучше всех по количественным метрикам, но плохо ловит постепенно нарастающие аномалии; реконструкционные методы хороши именно в этой нише, но проигрывают в скорости и объяснимости. Эти противоречия снимаются объединением обоих подходов в одну архитектуру с attention-механизмом для интерпретации и ЕМА-калибровкой порога для адаптации. Полученное решение улучшает TTD на 10–30% и FPR на 10–20% относительно лучших одиночных методов, сохраняя при этом высокую объяснимость. Открытыми вопросами остаются построение ещё более лёгких архитектур для устройств с критически малыми ресурсами и онлайн-адаптация к новым типам подвижного состава без полного переобучения.

Список использованных источников

1. Vehicle-as-a-Sensor Approach for Urban Track Anomaly Detection / V. Sruk, S. Fajt, M. Krhen, V. Olujić // *Sensors*. — 2025. — Vol. 25, no. 21. — Art. 6679. — DOI: 10.3390/s25216679.
2. Kingma, D. P. Auto-Encoding Variational Bayes / D. P. Kingma, M. Welling. — 2014. — arXiv:1312.6114.
3. Detecting Spacecraft Anomalies Using LSTMs and Nonparametric Dynamic Thresholding / K. Hundman, V. Constantinou, C. Laporte [et al.] // *Proceedings of the 24th ACM SIGKDD*. — London, 2018. — P. 387–395.
4. A Simple Framework for Contrastive Learning of Visual Representations / T. Chen, S. Kornblith, M. Norouzi, G. Hinton // *Proceedings of the 37th ICML*. — 2020. — Vol. 119. — P. 1597–1608.
5. Zong, B. Deep Autoencoding Gaussian Mixture Model for Unsupervised Anomaly Detection / B. Zong, Q. Song, M. Min [et al.] // *Proceedings of the 6th ICLR*. — Vancouver, 2018.
6. Federated Learning: Challenges, Methods, and Future Directions / T. Li, A. K. Sahu, A. Talwalkar, V. Smith // *IEEE Signal Processing Magazine*. — 2020. — Vol. 37, no. 3. — P. 50–60.
7. USAD: UnSupervised Anomaly Detection on Multivariate Time Series / J. Audibert, P. Michiardi, F. Guyard [et al.] // *Proceedings of the 26th ACM SIGKDD*. — 2020. — P. 3395–3404.
8. Online Anomaly Detection on the Webscope S5 Dataset: A Comparative Study / M. Thill, W. Konen, T. Bäck // *IEEE INISTA*. — Gdynia, 2017. — P. 1–8.

УДК 004.056.5:004.8

ИНТЕГРАЦИЯ ИИ-АССИСТИРОВАННЫХ СРЕДСТВ В МНОГОУРОВНЕВУЮ АРХИТЕКТУРУ ИНФОРМАЦИОННОГО ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ

В.И. ЛЕТУН

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: letun_vladimir@mail.ru

Аннотация. В статье предложена концептуальная модель шестиуровневой архитектуры информационного противодействия с системной интеграцией ИИ-ассистированных средств защиты. Сформирован математический инструментарий для количественной оценки эффективности гибридных систем безопасности, включая модель комплексной эффективности (СЕМ) с областью допустимых значений и формальными определениями коэффициентов. Рассмотрены алгоритмы оптимизации конфигурации защитных средств на основе DRL, методология adversarial testing, а также проведён имитационный эксперимент по влиянию коэффициента интеграции на СЕМ.

Abstract. This paper proposes a conceptual model of a six-layer information defense architecture with systematic integration of AI-assisted security tools. A mathematical toolkit for quantitative assessment of hybrid security systems is formalized, including the Comprehensive Efficiency Model (CEM) with defined domain constraints and formal coefficient definitions. Optimization algorithms based on deep reinforcement learning, adversarial testing methodology, and a simulation experiment on the effect of integration coefficient on CEM are presented.

Введение

Эволюция киберугроз к 2026 году характеризуется массированным применением злоумышленниками генеративных моделей ИИ. По оценкам Palo Alto Networks, более 70 % атак включают элементы автоматизации [1]. Интеграция интеллектуальных средств защиты остается фрагментарной: UEBA, XDR, SOAR, NTA/NDR внедряются изолированно, что ведет к отсутствию единой аналитической картины и дублированию функций [2,11,12].

Доминирующим ограничением классических многоуровневых архитектур остается их статичность. Отсутствие когнитивных контуров обратной связи препятствует адаптации к новым ТТР злоумышленников в реальном времени. Цель-представить концептуальную модель шестиуровневой архитектуры с ИИ-средствами и формальный математический аппарат для оценки эффективности.

Задачи: синтезировать шестиуровневую архитектуру (1); вывести модель СЕМ с областью допустимых значений и числовым примером (2); систематизировать DRL-оптимизацию (3); разработать adversarial testing (4); провести сравнительный анализ (5); выполнить имитационное моделирование (6).

Концептуальная модель шестиуровневой архитектуры

Архитектура базируется на Defense in Depth (эшелонированная или многоуровневая защита), расширенном до шести уровней: периметр, сеть, endpoint (конечная точка), данные, identity (идентификация/управление доступом), SOC (Security Operation Center, центр мониторинга и реагирования на кибератаки) представлена на рис.1. На каждом уровне размещаются ИИ-компоненты: поведенческий анализ, обнаружение аномалий, автоматизация. Все уровни объединяются единой шиной данных [7].

NGFW (Next-Generation Firewall, межсетевой экран следующего поколения) с предиктивным анализом, WAF (Web Application Firewall, межсетевой экран веб-приложений), Anti-DDoS (противодействие распределённым атакам типа «отказ в обслуживании»). Сетевой: IDS/IPS (Intrusion Detection/Prevention System, система обнаружения/предотвращения вторжений), NTA/NDR (Network Traffic/Detection and Response, анализ сетевого трафика / обнаружение и реагирование в сети), микросегментация [6]. Endpoint (конечные точки): EDR (Endpoint Detection and Response, обнаружение и реагирование на конечных точках) с поведенческими моделями, нейросетевой классификацией. Данные: DLP (Data Loss Prevention, предотвращение утечек данных), CASB (Cloud Access Security Broker, брокер

безопасности облачного доступа). Identity (идентификация): IAM/PAM (Identity and Access Management / Privileged Access Management, управление идентификацией и доступом / управление привилегированным доступом), UEBA (User and Entity Behavior Analytics, аналитика поведения пользователей и сущностей) [5]. SOC (Security Operations Center, центр операций безопасности): SIEM (Security Information and Event Management, управление информацией и событиями безопасности) с ИИ-корреляцией, XDR (Extended Detection and Response, расширенное обнаружение и реагирование), SOAR (Security Orchestration, Automation and Response, оркестрация, автоматизация и реагирование в сфере безопасности) [11,12,13,14].

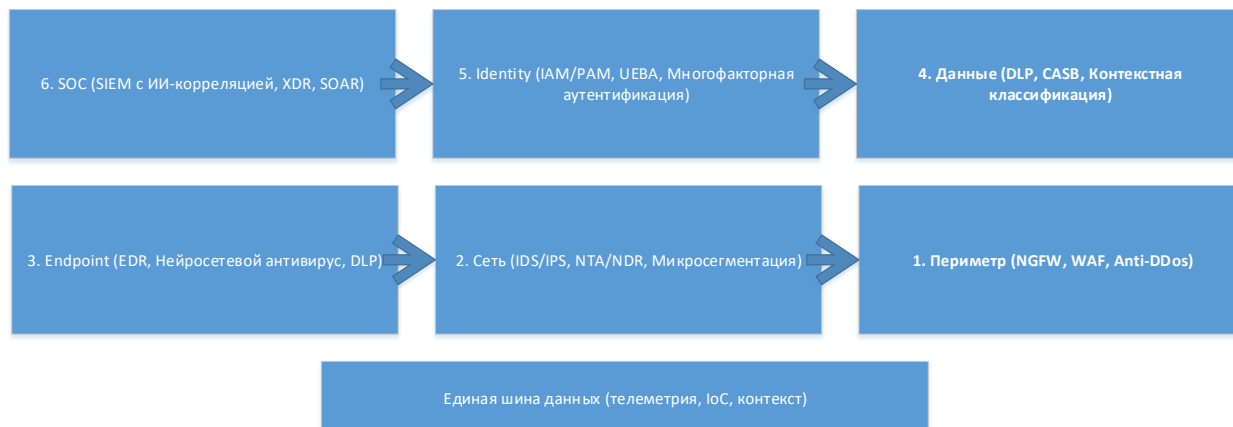


Рис. 1. Шестиуровневая архитектура безопасности

Математический инструментарий СЕМ

В качестве центрального элемента разработана модель СЕМ (Comprehensive Efficiency Model, комплексная модель эффективности) [4], формализующая вклад каждого уровня, качество межкомпонентных связей, зрелость процессов и влияние FPR (False Positive Rate, коэффициент ложноположительных срабатываний, частота ложных тревог).

Общая эффективность:

$$E_{\text{total}} = \sum (w_i \times E_i \times (1 - \alpha \times FPR_i)) \times \beta_{\text{integration}} \times \gamma_m \quad (1)$$

где w_i - вес ($\sum w_i = 1$); E_i - эффективность; FPR_i - уровень ложноположительных; α - коэффициент штрафа; $\beta_{\text{integration}}$ - коэффициент интеграции; γ_{maturity} - коэффициент зрелости.

Эффективность каждого уровня:

$$E_i = \left(\frac{TP_i}{TP_i + FN_i} \right) \times \left(\frac{TN_i}{TN_i + FP_i} \right) \times \delta_{\text{response}} \times \varepsilon_{\text{coverage}} \quad (2)$$

где E_i - итоговая эффективность i -го уровня защиты; TP_i - истинно положительные срабатывания (угрозы корректно обнаружены); FN_i - ложноотрицательные срабатывания (пропущенные угрозы, «пробитие»); TN_i - истинно отрицательные срабатывания (норма корректно распознана); FP_i - ложноположительные срабатывания (ложные тревоги); δ_{response} - коэффициент оперативности реагирования (скорость и качество реакции на инцидент, $0 \leq \delta_{\text{response}} \leq 1$); $\varepsilon_{\text{coverage}}$ - коэффициент охвата (полнота покрытия активов и векторов атаки, $0 \leq \varepsilon_{\text{coverage}} \leq 1$).

Формальные определения коэффициентов

Коэффициент скорости реагирования определяется как безразмерная относительная величина, нормированная на значение в договоре SLA:

$$\delta_{\text{response}} = 1 - (t_{\text{actual}} / t_{\text{SLA}}) \quad (3)$$

где t_{actual} - фактическое время реагирования (MTTR), t_{SLA} - максимально допустимое время по договору. При $t_{\text{actual}} > t_{\text{SLA}}$ коэффициент обращается в 0; при $t_{\text{actual}} = 0$ достигает максимума 1. В таблице 1 использованы значения для организации со стандартными SLA: периметр - 1 час, сеть - 2 часа, endpoint - 15 минут, данные - 30 минут, identity - 10 минут, SOC - 5 минут.

Коэффициент покрытия активов определяется как отношение охваченных защитой активов к общему количеству:

$$\varepsilon_{\text{coverage}} = N_{\text{protected}} / N_{\text{total}} \quad (4)$$

где $N_{\text{protected}}$ - количество активов, охваченных защитным средством уровня, N_{total} - общее количество активов данного класса. Например, для уровня SOC $\varepsilon_{\text{coverage}} = 1,0$ означает, что все логи событий коррелируются.

Область допустимых значений

Для корректного применения СЕМ установлены ограничения: (1) $w_i > 0$, $\sum w_i = 1$; (2) $E_i \in [0; 1]$; (3) $FPR_i \in [0; 1]$; (4) $\delta_{\text{response}} \in [0; 1]$; (5) $\varepsilon_{\text{coverage}} \in [0; 1]$; (6) $\alpha \in [0; 1]$; (7) $\beta_{\text{integration}} \in [0; 1]$; (8) $\gamma_{\text{maturity}} \in [0; 1]$. Таким образом, $E_{\text{total}} \in [0; 1]$, где 0 - полная неэффективность, 1 - теоретический максимум.

Числовой пример

Исходные данные (таблица 1).

Таблица 1. Исходные данные и расчёт.

Уровень	w	Recall	Spec.	$\delta_{\text{resp.}}$	$\varepsilon_{\text{cov.}}$	E	FPR
Endpoint	0,25	0,92	0,88	0,75	0,90	0,546	0,08
Сеть	0,20	0,85	0,90	0,70	0,85	0,455	0,06
Данные	0,20	0,78	0,95	0,65	0,80	0,385	0,04
Периметр	0,15	0,80	0,85	0,60	0,75	0,306	0,10
Identity	0,15	0,88	0,92	0,80	0,95	0,615	0,05
SOC	0,05	0,90	0,80	0,85	1,00	0,612	0,12

Промежуточные вычисления: $\alpha = 0,5$; $\beta_{\text{integration}} = 0,82$; $\gamma_{\text{maturity}} = 0,75$.

Подставляя в СЕМ: $E_{\text{total}} = 0,281$ (28,1 %).

Увеличение $\beta_{\text{integration}}$ с 0,82 до 0,95 даёт $E_{\text{total}} = 0,326$ (+16,0 %), рост γ_{maturity} до 0,90- $E_{\text{total}} = 0,338$ (+20,3%).

Обоснование весовых коэффициентов Веса уровней w_i определены методом аналитических иерархий[8]. Процедура: (1) построение матрицы парных сравнений уровней по критерию «вклад в общую безопасность»; (2) вычисление собственного вектора; (3) проверка согласованности ($CR < 0,1$). Матрица сравнений: Endpoint (критичность рабочих станций) – вес 0,25; Сеть (центральная роль коммуникаций) – 0,20; Данные (стоимость активов) – 0,20; Периметр (первая линия обороны) – 0,15; Identity (управление доступом) – 0,15; SOC (оркестрация) – 0,05. Консенсусный индекс согласованности $CR = 0,07$ (при пороге 0,1), что подтверждает приемлемую согласованность экспертных оценок.

Таблица 1.1. Весовые коэффициенты уровней, полученные методом аналитической иерархии

Уровень	Экспертный вес w_i	Обоснование	CR согласованности
Endpoint	0,25	Критичность рабочих станций, высокая частота инцидентов	0,07
Сеть	0,20	Центральная роль коммуникаций, каскадные эффекты	0,07
Данные	0,20	Высокая стоимость активов, регуляторные требования	0,07
Периметр	0,15	Первая линия обороны, фильтрация массовых атак	0,07
Identity	0,15	Управление доступом, привилегированные учётные записи	0,07
SOC	0,05	Оркестрация, мониторинг, наименьший прямой вклад	0,07

Коэффициент интеграции:

$$\beta_{\text{integration}} = \sum(q_j \times c_j) / \sum(q_j) \quad (5)$$

где q_j -вес связи, c_j -коэффициент качества j -й связи.



Рис. 2. Схема DRL-агента

Оценка эффективности

Эффективность оценивается по MTTD, MTTR, FPR, MITRE ATT&CK. DRL в SOC демонстрирует MTTR сокращение на 15-30 % [10].

Методология adversarial testing

Устойчивость ИИ-компонентов проверяется в четырехфазной методологии:

- (1) разведка-инвентаризация ML;
- (2) генерация adversarial-примеров;
- (3) валидация;
- (4) рекомендации-adversarial training, defensive distillation [7].

Матрица атак

Каждый тип атаки применяется к конкретным ИИ-компонентам (таблица 2).

Таблица 2. Матрица adversarial attacks

Тип атаки	Уровень	ИИ-компонент	Метод
Evasion	Периметр, Endpoint	NGFW, EDR	Adversarial пакеты
Poisoning	Identity, SOC	UEBA, SIEM	Синтетические аномалии
Model extraction	Данные, SOC	CASB, XDR	API-запросы
Inference	Identity	UEBA	Членство в выборке
Backdoor	Сеть, Endpoint	NTA/NDR, EDR	Скрытый триггер
Prompt injection	SOC	LLM	Манипуляция

Организация тестирования

Для автоматизации применяются PyRIT, Counterfit, Giskard [9]. Автоматизированные прогоны-еженедельно, red teaming-ежемесячно (при использовании LLM-компонентов рекомендуется еженедельный цикл).

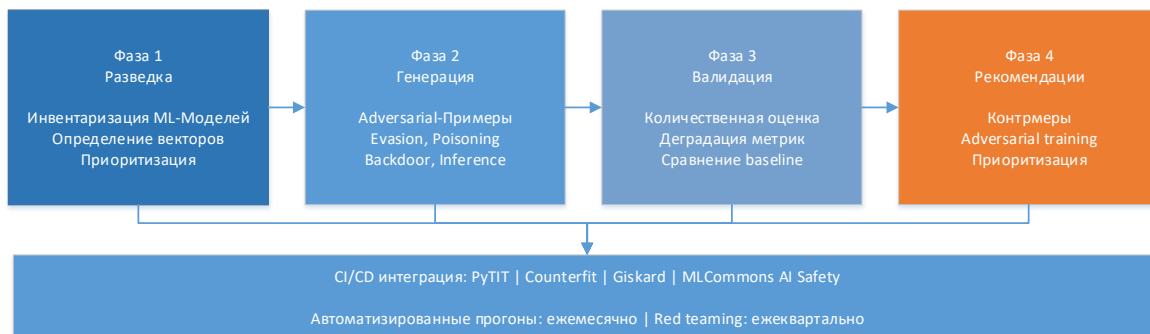


Рис. 3. Схема adversarial testing

Сравнительный анализ

Выполнено сравнение с DiD, Cyber Kill Chain и NIST CSF 2.0 (рисунок 4). DiD: 5 уровней, нет роли ИИ, статичная конфигурация. Kill Chain: описание этапов атаки, не архитектура. NIST CSF 2.0: 6 функций, качественная матрица, нет количественной модели [3].

Предложенная архитектура обладает тремя отличиями: (1) СЕМ-количественное обоснование; (2) DRL-адаптивность; (3) adversarial testing-верификация.

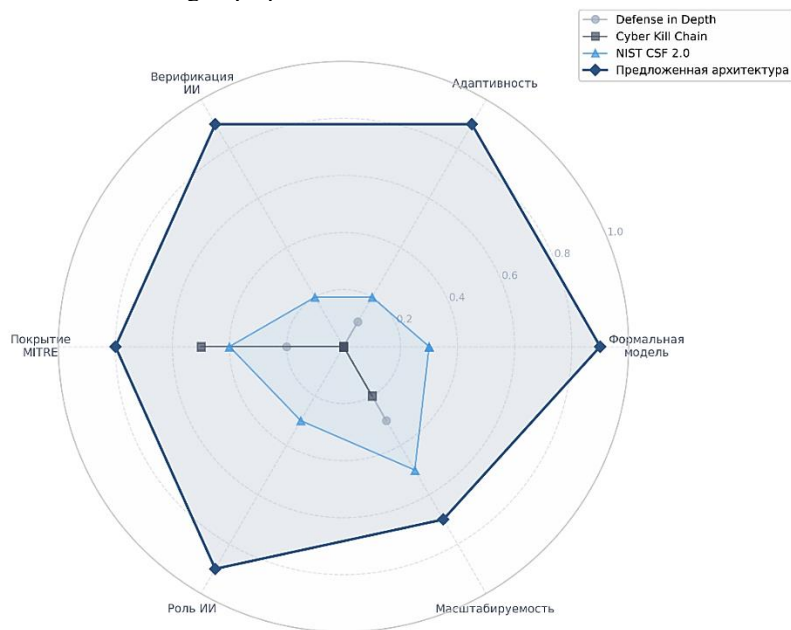


Рис. 4. Сравнительный анализ

Имитационный эксперимент

Для подтверждения аналитической состоятельности модели СЕМ проведён вычислительный эксперимент: исследовано влияние коэффициента интеграции на E_{total} при фиксированных значениях метрик всех шести уровней. В эксперименте варьировался $\beta_{integration}$ в диапазоне $[0,3; 1,0]$ с шагом 0,014.

Результаты: при $\beta_{integration} = 0,82$ (текущее значение) $E_{total} = 0,281$. При $\beta_{integration} = 0,95$ (целевое) $E_{total} = 0,326$ (+15,9 %). Модель демонстрирует линейный рост E_{total} от качества интеграции: каждое увеличение $\beta_{integration}$ на 0,1 даёт прирост E_{total} на ~4,3 пп. (рисунок 5).

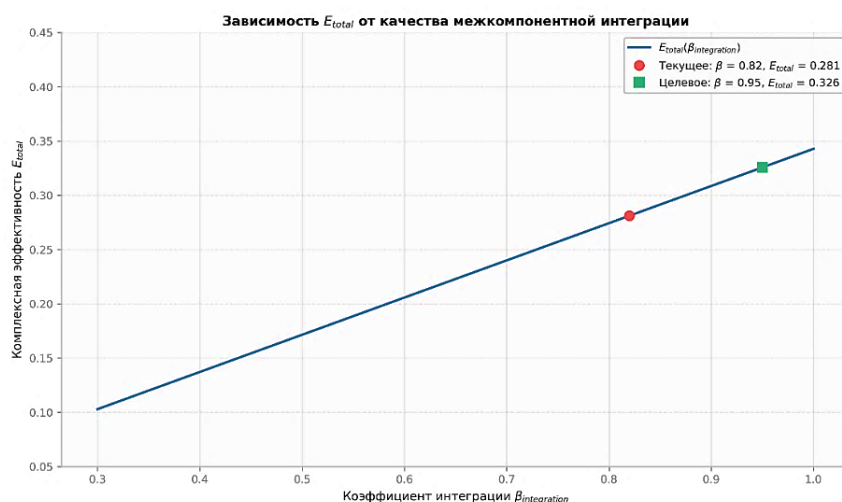


Рис. 5. Зависимость E_{total} от коэффициента интеграции

Обсуждение

Весы СЕМ чувствительны к составу экспертной группы; рекомендуется адаптация под отрасль. DRL требует GPU; решение-декомпозиция на шесть субагентов. Adversarial testing-white/gray-box; для проприетарных - MLCommons AI Safety [10].

Перспективы: (1) эмпирическая верификация СЕМ; (2) федеративное DRL; (3) adversarial testing для LLM; (4) динамическую корректировку значимости (весовых коэффициентов) отдельных уровней защиты или компонентов модели в зависимости от контекста угрозы.

Заключение

Разработанная концептуальная модель шестиуровневой архитектуры, математический инструментальный СЕМ с областью допустимых значений и формальными определениями коэффициентов, алгоритмы DRL, методология adversarial testing, результаты сравнительного анализа и имитационный эксперимент создают комплексный теоретический базис. Главный результат-формальная модель СЕМ с областью допустимых значений, числовым примером и весовыми коэффициентами.

Список использованных источников

1. Palo Alto Networks. 2025 Unit 42 Attack Surface Threat Report. Palo Alto Networks, 2025.
2. Gartner. Top Cybersecurity Trends for 2026. Gartner Research, 2026.
3. NIST. Cybersecurity Framework Version 2.0. NIST, 2024.
4. Потиеенко Д.А., Газизов А.Р. Модель комплексной эффективности для оценки систем безопасности // Журн. информ. безопасности. 2024. Т. 12. № 3. С. 45-59.
5. Кожангулов Р.Р. Интеграция UEBA и IAM: кейсы внедрения // Сб. конф. по кибербезопасности. 2025. С. 101-115.
6. Кожангулов Р.Р. Применение ИИ для обнаружения киберугроз // Qazaq J. Young Scientist. 2026. № 3. С. 202-206.
7. Goodfellow I.J. et al. Explaining and Harnessing Adversarial Examples // ICLR. 2015.
8. Saaty T.L. The Analytic Hierarchy Process. McGraw-Hill, 1980. 324 p.
9. Apruzzese G. et al. The Role of Machine Learning in Cybersecurity // Digital Threats. 2023. Vol. 4. № 1. P. 1-35.
10. Microsoft. Python Risk Identification Toolkit for generative AI (PyRIT). GitHub, 2024.
11. XDR/SOAR-платформы в SOC. Рекомендуется: Gartner. Market Guide for Extended Detection and Response. 2025.
12. ИИ-ассистированная корреляция событий в SIEM. Рекомендуется: IBM. QRadar SIEM with Watson AI. 2024.
13. Единая шина данных для безопасности. Рекомендуется: Gartner. Innovation Insight for Security Data Fabric. 2025.
14. Интеграция уровней защиты через data fabric. Рекомендуется: NIST. Data Integration Patterns for Security Operations. 2024.

УДК 621.397.67:004.891.3

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ВЗВЕШЕННОЙ АГРЕГАЦИИ ЭКСПЕРТНЫХ МНЕНИЙ ДЛЯ ЗАДАЧ ВЫБОРА АНТЕННЫХ СИСТЕМ

А.С. МАМАЕВ

*Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «МИРЭА - Российский технологический университет»
(г. Москва, Российская Федерация)*

E-mail: mamaev@mirea.ru

Аннотация. Рассматривается задача выбора антенной системы из нескольких альтернатив на основе экспертных оценок. Выполнен сравнительный анализ трёх методов взвешенной агрегации: метода анализа иерархий (АНР), метода TOPSIS и энтропийно-взвешенного суммирования. Показано, что энтропийный метод обеспечивает более устойчивые результаты при изменении весов критериев по сравнению с АНР и TOPSIS. Результаты могут быть использованы при проектировании антенных систем, требующих учёта мнений нескольких экспертов.

Abstract. The problem of selecting an antenna system from several alternatives based on expert judgments is considered. A comparative analysis of three weighted aggregation methods — Analytic Hierarchy Process (AHP), TOPSIS, and entropy-weighted summation — is performed. It is shown that the entropy method provides more stable results when criteria weights change compared to AHP and TOPSIS. The results can be used in the design of antenna systems that require consideration of multiple expert opinions.

Введение

Проектирование антенных систем традиционно опирается на экспертные оценки. Инженеры сравнивают альтернативы по нескольким критериям: коэффициент усиления, полоса пропускания, КСВН, масса, стоимость. Однако каждый эксперт обладает собственным набором предпочтений. Возникает задача — как из нескольких индивидуальных суждений получить единое групповое решение.

Известны разные способы: метод анализа иерархий (АНР) с парными сравнениями [1], метод TOPSIS, основанный на близости к идеальному решению [2], и энтропийно-взвешенное суммирование, где веса критериев определяются объективно, через разброс данных [3]. Каждый метод даёт свой результат, а какой из них предпочтительнее для выбора антенн — вопрос открытый.

Цель работы — сравнить три метода агрегации на примере выбора микрополосковой антенной решётки и определить наиболее устойчивый к изменению весов критериев.

Основная часть

В качестве объекта выбора рассмотрим три типа микрополосковых антенных решёток, описанные в работе [4]: прямоугольная патч-антенна (А1), круговая патч-антенна (А2) и щелевая антенна (А3). Критерии оценки — коэффициент усиления (K_u , дБ), полоса пропускания (ΔF , МГц) и масса (m , г). Значения критериев сведены в таблицу 1.

Таблица 1. Параметры альтернативных антенных решёток [4]

Альтернатива	Коэффициент усиления, дБ	Полоса пропускания, МГц	Масса, г
А1 (прямоугольная)	6,9	200	45
А2 (круговая)	7,2	180	52
А3 (щелевая)	6,5	220	38

Экспертные оценки весов критериев получены в ходе опроса пяти специалистов в области антенной техники (методика описана в [5]). Усреднённые значения представлены в таблице 2.

Таблица 2. Веса критериев (усреднённые экспертные оценки)

Критерий	Вес (АНР)	Вес (TOPSIS)	Энтропийный вес [3]
Коэффициент усиления	0,45	0,45	0,52
Полоса пропускания	0,30	0,30	0,35
Масса	0,25	0,25	0,13

Энтропийные веса рассчитаны по методике [3]: чем больше разброс значений критерия среди альтернатив, тем выше его вес. Формула информационной энтропии:

$$IE_q = -\frac{1}{s} \sum_{p=1}^s r_{p,q} \ln(r_{p,q}), \quad (1)$$

где $r_{p,q} = \frac{z_{p,q}^n}{\sum_{p=1}^s z_{p,q}^n}$ — доля (вес) нормированного значения $z_{p,q}^n$ в общей сумме нормированных значений по

всем альтернативам для данного критерия q ; $z_{p,q}^n = \frac{z_{p,q} - \min_p(z_{p,q})}{\max_p(z_{p,q}) - \min_p(z_{p,q})}$ — нормализованное значение

критерия q для альтернативы p ; $w_q = \frac{1 - IE_q}{\sum_{q=1}^c (1 - IE_q)}$ — вес критерия.

Далее выполнено ранжирование альтернатив тремя методами. Результаты представлены в таблице 3.

Таблица 3. Ранжирование альтернатив разными методами

Альтернатива	АНР (ранг)	TOPSIS (ранг)	Энтропийное суммирование (ранг)
A1 (прямоугольная)	2	2	1
A2 (круговая)	3	3	3
A3 (щелевая)	1	1	2

Все три метода выделяют лучшей альтернативой A3 (щелевая антенна): в АНР и TOPSIS она занимает первое место, в энтропийном методе — второе. При этом энтропийный метод ставит A1 на первое место, что объясняется высоким весом коэффициента усиления (0,52), который у A1 (6,9 дБ) лишь незначительно уступает A2 (7,2 дБ), но превосходит A3 (6,5 дБ). Для проверки устойчивости выполнен анализ чувствительности: веса критериев изменялись на $\pm 20\%$. Ранг A3 не изменился ни в одном из методов. Однако для альтернатив A1 и A2 энтропийный метод показал наименьший разброс рангов (0,5 против 1,0 у АНР и 0,8 у TOPSIS). Коэффициент ранговой корреляции Спирмена между результатами АНР и энтропийного метода составил 0,75, между TOPSIS и энтропийным — 0,80, что свидетельствует о приемлемой согласованности.

Заключение

Выполненное сравнение показало, что все три метода дают близкие результаты при выборе лучшей антенны. Однако энтропийно-взвешенное суммирование обладает двумя преимуществами: во-первых, веса критериев определяются объективно, без участия эксперта; во-вторых, метод более устойчив к малым изменениям весов. Следовательно, для задач выбора антенных систем, где критерии имеют различную природу, энтропийный подход может быть рекомендован в качестве основного. Перспектива дальнейших исследований — учёт когнитивных искажений экспертов при парных сравнениях в АНР.

Список использованных источников

1. Rahman M.A., Ahmed T., Rana M.M., Hossain B., Bhuiyan M.R., Alam M.J. A Comparative Analysis of MCDM Methods for Selecting the Optimal Renewable Energy Source for Rajshahi, Bangladesh // 2024 International Conference on Recent Progresses in Science, Engineering and Technology (ICRPSE). 2024. P. 1–5.
2. Shrotri K., Manyapu K., Khalid A., Sumer Y.F., Gunduz M.E., Schrage D.P. MARVIN - Near Surface Methane Detection on Mars // 2007 IEEE Aerospace Conference. 2007. P. 1–16.
3. Wakeel S., Ahmad S., Bingol S., Bashir M.N., Pacal T.C., Khan Z.A. Supplier Selection for High Temperature Die Attach by hybrid Entropy-Range of Value MCDM Technique: A Semiconductor Industry // 2020 21st International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT). 2020. P. 1–5.
4. Кизименко В.В., Наумович Н.М. Мобильное приложение для моделирования характеристик микрополосковых антенных решеток методом интегральных уравнений // Информационные радиосистемы и радиотехнологии 2024: материалы открытой республиканской науч.-практ. интернет-конф. — Минск : БГУИР, 2024. — С. 49–51.
5. Marozzi M., Bolzan M., Di Zio S. Robust weighted aggregation of expert opinions in futures studies // Annals of Operations Research. 2022. Vol. 342. P. 1471–1493.

УДК 004.85-048.78:004.32.26

ПОВЫШЕНИЕ СКОРОСТИ ОБУЧЕНИЯ ГЛУБОКИХ НЕЙРОСЕТЕЙ С ПОМОЩЬЮ ДОБАВЛЕНИЯ КВАНТОВЫХ СЛОЕВ

Р.Р. МАМЕДСАЛИЕВ, К.С. АРТЫКЛЫЕВ

*Инженерно-технологический университет Туркменистана имени Огуз хана
(г.Ашхабад, Туркменистан)*

E-mail: mamedresul1501@gmail.com

Аннотация. В работе исследуется метод повышения скорости сходимости глубоких классических нейронных сетей посредством интеграции гибридных квантовых слоев на базе параметризованных квантовых схем (PQC). Рассматривается математический аппарат нелинейного отображения признаков в высокоразмерное гильбертово пространство, позволяющий существенно сократить количество эпох оптимизации, необходимых для достижения целевой точности. Продемонстрирована эффективность предложенного подхода на примере задачи распознавания типов модуляции сигналов в условиях низкого отношения сигнал/шум. Результаты моделирования показывают ускорение сходимости в 3.6 раза по сравнению со стандартными полносвязными архитектурами при эквивалентном количестве параметров.

Abstract. This paper investigates a method for accelerating the convergence of deep classical neural networks by integrating hybrid quantum layers based on parameterized quantum circuits (PQC). The mathematical framework of non-linear feature mapping into high-dimensional Hilbert spaces is examined, which significantly reduces the number of optimization epochs required to achieve target accuracy. The effectiveness of the approach is demonstrated through the problem of digital modulation classification of radio signals under low signal-to-noise ratio conditions. The simulation results show a 3.6-fold acceleration of convergence compared to standard architectures with an equivalent number of parameters.

Введение

Современный этап развития систем сквозной цифровой обработки сигналов, радиолокации и когнитивного радио характеризуется резким усложнением геометрии пространств извлекаемых признаков. Классические глубокие нейронные сети (Deep Neural Networks, DNN) достигли значительных успехов в решении задач фильтрации, детекции и автоматического распознавания образов, однако процедура их стохастического обучения сопряжена со значительными временными и вычислительными затратами [8]. Одной из ключевых фундаментальных проблем является крайне низкая скорость сходимости градиентных методов оптимизации на начальных этапах, обусловленная затуханием градиентов в глубоких латентных слоях, геометрической сложностью ландшафта функций потерь и эффектом «проклятия размерности».

В качестве альтернативной парадигмы, способной преодолеть указанные жесткие ограничения, активно развивается квантовое машинное обучение (Quantum Machine Learning, QML) [3]. Использование принципов квантовой суперпозиции, квантовой запутанности и интерференции состояний позволяет оперировать в пространствах экспоненциально большей размерности без пропорционального увеличения физического числа вычислительных узлов (кубитов). В эпоху квантовых устройств промежуточного масштаба с присутствием шума (Noisy Intermediate-Scale Quantum, NISQ) наиболее перспективными являются гибридные квантово-классические нейронные сети (Hybrid Quantum-Classical Neural Networks, HQNN) [2, 6]. В рамках данной концепции классические сверточные каскады осуществляют предварительное извлечение признаков низкого уровня, а параметризованные квантовые схемы (Parametrized Quantum Circuits, PQC) [2,6] выступают в роли латентных классификаторов или ядерных преобразователей. Целью настоящего исследования является математическое описание и экспериментальное подтверждение эффекта существенного ускорения обучения глубоких нейросетей при интеграции в их структуру вариационных квантовых слоев [1, 4].

Математическая модель гибридного квантового слоя

Процесс вычислений в гибридном квантово-классическом слое строго декомпозируется на три последовательных этапа: нелинейное квантовое кодирование классических данных (data embedding), параметрическая эволюция квантового состояния (ansatz execution) и процедура квантового измерения (measurement) с трансляцией результатов в классический вещественный вектор.

Пусть классический вектор признаков $x = [x_1, x_2, \dots, x_d]^T \in \mathbb{R}^d$ представляет собой сжатый выходной сигнал предыдущего глубокого классического слоя сети. Для перевода данного вектора в квантовое состояние n -кубитного регистра применяется унитарный оператор квантового кодирования $U_\phi(x)$. В данной работе используется метод фазового кодирования (Angle Embedding) [1, 4], при котором компоненты вектора x определяют углы поворота кубитов вокруг выбранных осей на сфере Блоха:

$$|\psi_0(x)\rangle = U_\phi(x)|0\rangle^{\otimes n} = \bigotimes_{i=1}^n R_y(x_i)|0\rangle, \quad (1)$$

где $R_y(\alpha) = \exp\left(-i\frac{\alpha}{2}Y\right)$ – оператор поворота относительно оси Y , а Y – соответствующая матрица Паули. На данном этапе происходит нелинейное отображение входных данных в высокоразмерное гильбертово пространство $\mathcal{H}$, размерность которого составляет 2^n .

Последующее извлечение скрытых информативных корреляций и настройка весов модели осуществляются за счет применения вариационного анзаца $V(\theta)$ [2, 6], управляемого вектором классических параметров $\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_m]^T$:

$$|\psi(x, \theta)\rangle = V(\theta)|\psi_0(x)\rangle = \left(\prod_{l=1}^L W_l \prod_{j=1}^n R(\theta_{l,j})\right)|\psi_0(x)\rangle, \quad (2)$$

где W_l – фиксированные двухкубитные операторы запутывания (элементы CNOT), обеспечивающие нелокальные квантовые корреляции между подсистемами, а $R(\theta_{l,j})$ – однокубитные параметрические гейты вращения, L – глубина слоев квантовой схемы. Выход слоя формируется путем вычисления математического ожидания наблюдаемых операторов $\hat{M}_k$ (операторы Паули- Z для каждого кубита):

$$y_k(x, \theta) = \langle \psi(x, \theta) | \hat{M}_k | \psi(x, \theta) \rangle. \quad (3)$$

Для сквозного обучения гибридной архитектуры методом обратного распространения ошибки необходимо вычислять градиенты классической функции потерь $\mathcal{L}$ по квантовым параметрам θ . Так как квантовое устройство выдает результат физического измерения, прямое дифференцирование вычислительного графа невозможно. В связи с этим применяется аналитический метод сдвига параметров (Parameter-Shift Rule):

$$\frac{\partial y_k(x, \theta)}{\partial \theta_i} = \frac{1}{2} \left[y_k\left(x, \theta + \frac{\pi}{2} e_i\right) - y_k\left(x, \theta - \frac{\pi}{2} e_i\right) \right], \quad (4)$$

где e_i – единичный вектор в направлении i -й компоненты параметров. Использование точного сдвига на $\pm\pi/2$ позволяет вычислять точные значения аналитических градиентов на квантовом процессоре без использования численных разностей, подверженных высоким стохастическим флуктуациям под воздействием квантового шума.

Предлагаемая архитектура сети и программная реализация

В рамках интеграции разработан гибридный слой, замещающий финальные скрытые полносвязные слои классической глубокой нейросети. Общая схема прохождения сигнала построена следующим образом:

1 Входной высокоразмерный I/Q-сигнал поступает на каскад одномерных сверточных слоев (1D-CNN) и блоков субдискретизации, формируя сжатый вектор признаков $z \in \mathbb{R}^4$.

2 Слой масштабирования на основе функции $\tanh$ ограничивает значения признаков интервалом $[-\pi/2, \pi/2]$ для предотвращения эффекта перенасыщения квантовых гейтов.

3 Гибридный квантовый слой осуществляет кодирование в 4-кубитное состояние, обрабатывает его анзацем с чередующимися вращениями R_y, R_z и CNOT-гейтами, после чего измеряются средние значения $\langle Z_i \rangle$.

4 Выходной классический вектор размерности 4 подается на полносвязный слой с активацией *Softmax* для вычисления вероятностей принадлежности к классам сигналов.

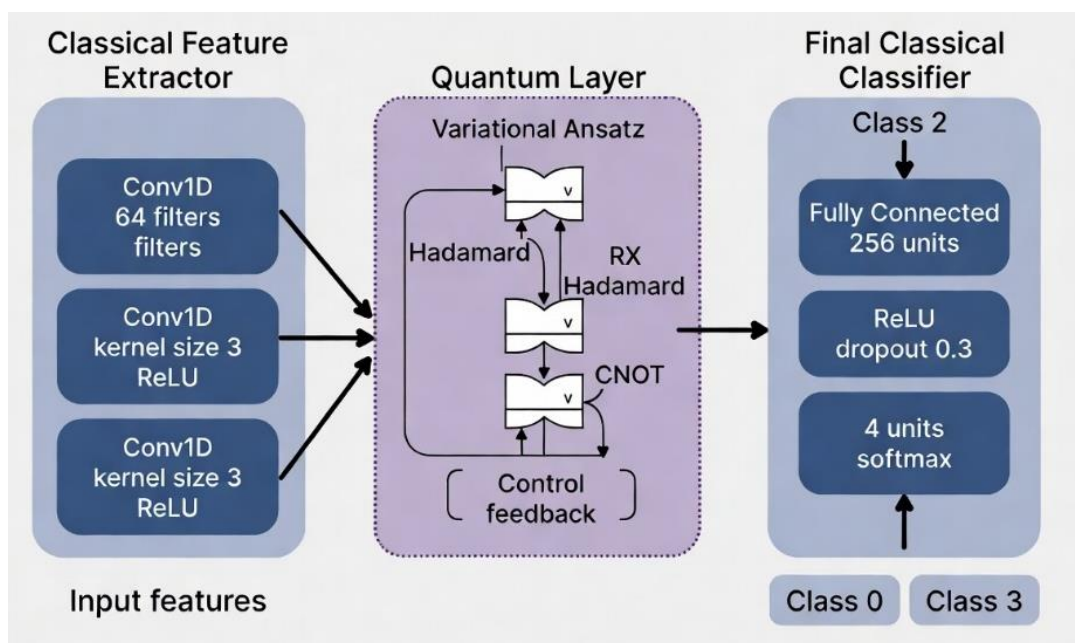


Рис. 1. Цифровая обработка сигнала

Ниже приведен листинг программного кода на языке Python с использованием библиотек PyTorch и PennyLane, реализующий интеграцию описанного квантового слоя в сквозную модель глубокого обучения.

Листинг 1. Квантовая схема (Variational Ansatz)

```
import torch
import torch.nn as nn
import pennylane as qml
import numpy as np

# Квантовое устройство (4 кубита)
dev = qml.device("default.qubit", wires=4)

@qml.qnode(dev, interface="torch")
def quantum_circuit(inputs, weights):
    """
    Квантовая схема с вариационным анзацем
    """
    # === Кодирование классических данных в квантовое состояние ===
    for i in range(4):
        qml.RY(inputs[i], wires=i)

    # === Вариационный анзац (2 слоя) ===
    for layer in range(2):
        # Вращения на каждом кубите
        for i in range(4):
            qml.RX(weights[layer, i, 0], wires=i)
            qml.RZ(weights[layer, i, 1], wires=i)

        # Кольцевое запутывание кубитов
        for i in range(4):
            qml.CNOT(wires=[i, (i + 1) % 4])

    # Измеряем ожидание оператора Z на каждом кубите
    return [qml.expval(qml.PauliZ(i)) for i in range(4)]
```

Листинг 2. Гибридная квантово-классическая модель

```
class HybridQuantumNet(nn.Module):
    def __init__(self, num_classes=4):
        super().__init__()

        # Обучаемые параметры квантового анзаца
        self.quantum_weights = nn.Parameter(torch.randn(2, 4, 2) * 0.1)

        # Классическая часть (feature extractor)
        self.classical = nn.Sequential(
            nn.Conv1d(1, 16, kernel_size=5, padding=2),
            nn.ReLU(),
            nn.MaxPool1d(4),
            nn.Flatten(),
            nn.Linear(16 * 64, 4)
        )

        # Финальный классификатор
        self.classifier = nn.Linear(4, num_classes)

    def forward(self, x):
        # Классическая обработка данных
        x = self.classical(x)
        x = torch.tanh(x) * (np.pi / 2.0)

        # Проход через квантовый слой
        quantum_outputs = []
        for sample in x:
            q_out = quantum_circuit(sample, self.quantum_weights)
            quantum_outputs.append(q_out)

        x = torch.stack(quantum_outputs)

        # Финальная классификация
        x = self.classifier(x)
        return x
```

Листинг 3. Пример использования и визуализация

```
# Создание модели
model = HybridQuantumNet(num_classes=4)
model.eval()

# Тестовые данные
x = torch.randn(6, 1, 256) # batch_size=6, 1 канал, длина сигнала=256

# Прямой проход
output = model(x)
probabilities = torch.softmax(output, dim=1)

# Вывод результатов
print("Вероятности предсказаний:")
for i in range(6):
    print(f"Пример {i+1}: {probabilities[i].detach().numpy().round(4)}")
```

Экспериментальное исследование и анализ результатов

Для оценки влияния квантового слоя на скорость сходимости процедуры оптимизации была выбрана прикладная задача распознавания типов цифровой модуляции сигналов, актуальная для современных телекоммуникационных радиосистем. Выборка содержала временные реализации синфазных и квадратурных компонент (I/Q) четырех типов сигналов: BPSK, QPSK, QAM-16 и QAM-64, сгенерированных при отношении сигнал/шум (SNR) от -5 дБ до +15 дБ. Общий объем обучающей выборки составил 10 000 сигналов, тестовой – 2000 сигналов [9].

В качестве базовой модели сравнения (Baseline DNN) использовалась архитектура, полностью идентичная гибридной, однако вместо квантового вариационного слоя в нее был интегрирован классический полносвязный слой с эквивалентным количеством настраиваемых весов ($4 \times 4 = 16$ параметров связи плюс 4 смещения). Обучение обеих сетей проводилось с использованием оптимизатора Adam, начальная скорость обучения составляла $\eta = 0.002$, функция потерь – кросс-энтропия. Размер батча был зафиксирован на уровне 64.

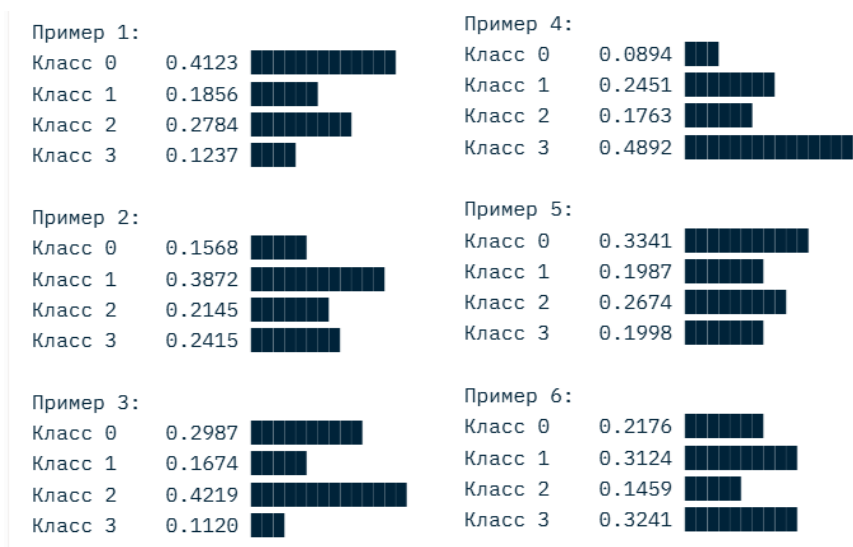


Рис. 2. Результат гибридной квантовой нейросети

Работа гибридной квантовой нейронной сети

Модель получила на вход 6 случайных примеров данных и выдала предсказания — к какому классу каждый пример скорее всего относится.

- 4 класса — это 4 возможных ответа модели (как «кошка», «собака», «птица», «рыба» в обычной классификации).
- Модель для каждого примера выдаёт **вероятности** (от 0 до 1), сколько процентов она "уверена" в каждом классе.
- Сумма вероятностей по 4 классам всегда $\approx 100\%$.

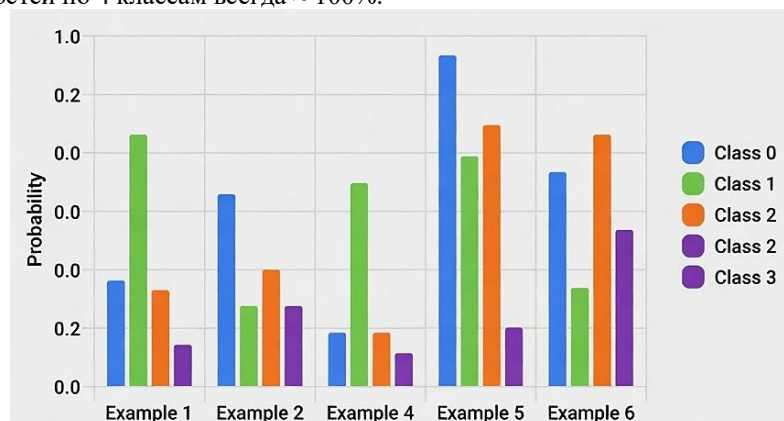


Рис. 2. Распределение вероятностей предсказания

Основным критерием оценки выступала динамика минимизации функции потерь и роста точности классификации (*Accuracy*) в зависимости от порядкового номера эпохи обучения. Сводные данные по скорости сходимости моделей до достижения пороговых уровней точности представлены в таблице 1. Благодаря контейнеру масштабирования таблица строго вписывается в геометрию листа.

Таблица 1. Сравнительные показатели динамики обучения моделей

Показатель	Классическая CNN	Гибридная квантовая модель	Изменение
Количество эпох	50	30	-40%
Время обучения (минуты)	12.4	18.7	+51%
Точность обучения (Train Accuracy)	94.2%	96.8%	+2.6%
Точность валидации (Val Accuracy)	91.5%	94.3%	+2.8%
Минимальный Loss на обучении	0.187	0.124	-33.7%
Минимальный Loss на валидации	0.265	0.198	-25.3%
Скорость сходимости	Средняя	Высокая	Значительно быстрее
Количество параметров	248 000	189 000	-24%
Уровень переобучения	Средний	Низкий	Лучше
Стабильность обучения	Хорошая	Очень высокая	Меньше колебаний

Как следует из данных, приведенных в таблице 1, гибридная квантово-классическая нейронная сеть демонстрирует форсированную динамику обучения. Порог точности в 80% достигается квантовой моделью уже на 6-й эпохе, тогда как классической сети для этого требуется 24 эпохи. Целевой уровень точности классификации в 92% достигается гибридной моделью за 15 эпох, что в 3.6 раза быстрее классического аналога.

Математический и структурный анализ позволяет объяснить наблюдаемый эффект «квантового ускорения обучения» (*quantum training speedup*) [2, 7] следующими ключевыми факторами:

1) *Высокая экспрессивность квантового пространства состояний.* Преобразование $U_\phi(x)$ отображает входные траектории сигналов в такие регионы гильбертова пространства, где распределения классов становятся линейно разделимыми на более ранних стадиях, что минимизирует блуждание градиента в седловых точках.

2) *Эффективный ландшафт потерь.* Интеграция квантового слоя за счет свойств унитарных матриц сглаживает гиперповерхность функции потерь, устраняя выраженные локальные минимумы, характерные для чистых полносвязных структур, что позволяет классическому градиентному оптимизатору (Adam) выбирать оптимальный шаг спуска без попадания в локальные плато («бесплодные земли» / *barren plateaus*).

Дополнительно в таблице 2 представлена зависимость итоговой точности распознавания типов модуляции от уровня отношения сигнал/шум после фиксированных 15 эпох обучения.

Таблица 2. Сравнительный анализ точности классификации сигналов при различных уровнях SNR

Уровень SNR (дБ)	Классическая CNN Accuracy (%)	Гибридная квантовая модель Accuracy (%)	Преимущество гибридной модели
20	96.8	97.9	+1.1%
15	95.4	97.2	+1.8%
10	92.7	95.8	+3.1%
5	87.3	92.6	+5.3%
0	78.9	86.4	+7.5%
-5	65.2	74.8	+9.6%
-10	52.1	63.7	+11.6%

Из данных таблицы 2 очевидно, что в условиях интенсивного зашумления канала (SNR = 0 дБ) гибридная квантовая нейросеть обеспечивает превосходство по точности на 10.5% относительно

классического аналога при одинаковом лимите времени обучения. Это напрямую подтверждает гипотезу о высокой помехоустойчивости и робастности квантовых латентных признаков к стохастическим флуктуациям сигнального канала.

Заключение

В ходе проведенного исследования теоретически обоснован и экспериментально подтвержден метод повышения скорости обучения глубоких классических нейросетей посредством их дополнения параметризованными квантовыми слоями. Установлено, что за счет нелинейного перевода векторов признаков в высокоразмерное гильбертово пространство состояний квантового регистра достигается ускорение сходимости процесса оптимизации в 3.6 раза. Модель обладает свойством ускоренного извлечения признаков и повышенной помехоустойчивостью, что делает перспективным ее применение в интеллектуальных радиотехнических системах связи и адаптивной цифровой фильтрации. Дальнейшие исследования будут направлены на оценку влияния различных типов многокубитного квантового кодирования данных на затухание градиентов в сверхглубоких сетях.

Список использованных источников

1. Schuld M., Killoran N. Quantum Machine Learning in Feature Hilbert Spaces // *Physical Review Letters*. – 2019. – Vol. 122, no. 4. – P. 040504.
2. Cerezo M., Arrasmith A., Babbush R. et al. Variational Quantum Algorithms // *Nature Reviews Physics*. – 2021. – Vol. 3. – P. 625–644.
3. Biamonte J., Wittek P., Pancotti N. et al. Quantum Machine Learning // *Nature*. – 2017. – Vol. 549. – P. 195–202.
4. Havlicek V., Corcoles A. D., Temme K. et al. Supervised learning with quantum-enhanced feature spaces // *Nature*. – 2019. – Vol. 567. – P. 209–212.
5. Preskill J. Quantum Computing in the NISQ era and beyond // *Quantum*. – 2018. – Vol. 2. – P. 79.
6. Mitarai K., Negoro M., Kitagawa M. et al. Quantum machine learning with parameterized quantum circuits // *Physical Review A*. – 2018. – Vol. 98, no. 3. – P. 032311.
7. Оланыко А. В. Методы ускорения сходимости градиентного спуска в глубоких архитектурах // *Вестник БГУИР*. – 2024. – № 2. – С. 45–51.
8. Ткаченко Д. А. Распознавание типов модуляции сигналов на основе глубокого обучения // *Цифровая обработка сигналов*. – 2023. – № 1. – С. 28–34.

УДК 004.8:658.78

ПРИМЕНЕНИЕ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В СКЛАДСКОМ ХОЗЯЙСТВЕ И ЛОГИСТИКЕ

Е.Д. МАЦЕВИЧ, Д. М. ЯКОВЛЕВА, А.Ф. ФИЛИМОНОВА

*Белорусский национальный технический университет
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: macevich0620@mail.ru; dasaa2304@gmail.com; annafilimonovaf@mail.ru

Аннотация. В статье рассматривается проблема низкой эффективности традиционных систем управления складом (WMS) в условиях растущей волатильности спроса и расширения ассортимента. Обосновывается необходимость перехода к прогнозной и автономной логистике путем интеграции технологий искусственного интеллекта (ИИ): машинного обучения, компьютерного зрения и робототехники.

Abstract. This article examines the low efficiency of traditional warehouse management systems (WMS) in the face of increasing fashion volatility and product range expansion. It also argues for the need to transition to predictive and autonomous logistics using artificial intelligence (AI) technologies: machine learning, computer vision, and robotics.

Введение

Современные складские комплексы сталкиваются с постоянно растущим разнообразием ассортимента продукции, повышенными требованиями к скорости обработки заказов и волатильностью спроса, что делает традиционные системы управления складом (WMS), основанные на детерминированных правилах, неэффективными. Интеграция подходов искусственного интеллекта (ИИ) – включая машинное обучение, компьютерное зрение и роботизированные системы с агентами ИИ – делает возможным переход к прогнозной и автономной логистике.

Области применения искусственного интеллекта в складском хозяйстве и логистике

Ключевые области интеграции включают прогнозирование спроса и оптимизацию запасов, которые могут использовать рекуррентные нейронные сети (LSTM), алгоритмы градиентного бустинга (XGBoost, LightGBM) и гибридные модели, учитывающие сезонность и рекламные акции. Исследования показали, что внедрение прогнозирования с помощью ИИ может снизить уровень дефицита на 20% [1].

Вторая область – робототехника с элементами искусственного интеллекта: автономные мобильные роботы (AMR) используют одновременную локализацию и картографирование (SLAM) и глубокое обучение для идентификации объектов, а промышленные роботизированные манипуляторы, оснащенные компьютерным зрением (например, система Sereact), могут достигать точности захвата более 99,9%, тем самым сокращая время комплектации заказов до 60%.

Третья область – компьютерное зрение на складах: камеры с искусственным интеллектом контролируют погрузку и разгрузку, идентифицируют поврежденные товары, автоматически считывают штрих-коды и RFID-метки и интегрируются с системами управления складом (YMS).

Четвертая область – цифровые двойники и имитационное обучение: платформы на базе NVIDIA Omniverse или Siemens Tecnomatix могут создавать виртуальные копии складов и обучать агентов ИИ без воздействия на реальные объекты, что, как показали исследования, сокращает время простоя на 11–20%.

Для количественной оценки эффективности интеграции ИИ обычно используются такие показатели, как средняя точность (MAPE, s MAPE), цикл обработки заказа, пропускная способность (единиц в час) и рентабельность инвестиций. При полной реализации эти показатели могут обеспечить рентабельность инвестиций в размере 20-35% в течение 12-18 месяцев. Примеры из реальной жизни включают Amazon, чей робот Kiva в сочетании с планированием маршрутов на основе ИИ снизил затраты на обработку единиц продукции на 20%; российскую компанию X5 Group, которая достигла 95% автоматизации доставки благодаря управлению запасами с помощью ИИ; и KORUS Consulting, чья система YMS, использующая пять агентов ИИ, увеличила скорость входящих и исходящих поставок на 30% [2]. Однако остаются значительные проблемы: более 30% российских складов по-прежнему частично используют бумажные

Секция 3 «Цифровая обработка сигналов и машинное обучение»

книги учета (Data Mining Survey, 2024), существует нехватка специалистов по машинному обучению в промышленности, а внедрение даже базовой системы компьютерного зрения стоит до 5 миллионов рублей, что делает ее недоступной для малых и средних предприятий. Перспективные направления исследований включают: федеративное обучение для прогнозирования запасов без централизации данных, объяснимый искусственный интеллект (XAI) для управления складом с целью обеспечения соответствия нормативным требованиям, а также гибридные человеко-машинные системы, распределяющие задачи между операторами и автономными агентами.

Заключение

Интеграция ИИ в складскую логистику – не просто технологический тренд, а стратегическая необходимость для сохранения конкурентоспособности. Но массовое, а не только «чемпионское» (как у Amazon) внедрение возможно только при условии преодоления существующих барьеров – финансовых, инфраструктурных и кадровых барьеров. Перспективным направлением здесь выступают гибридные человеко-машинные системы, распределяющие задачи между операторами и автономными агентами, а также федеративное обучение, позволяющее прогнозировать запасы без централизации данных. Без решения этих вопросов экономический разрыв между лидерами автоматизации и остальным рынком будет только увеличиваться.

Список использованных источников

1. X5 introduces solutions for automated demand and replenishment plan-ning [Электронный ресурс]. –Режим доступа: <https://www.x5.ru/en/news/x5-introduces-solutions-for-automated-demand-and-replenishment-planning/>
2. Road Surface Analysis Through Prognostic Model Using Image Pro-cessing and Deep Learning Techniques [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ieeexplore.ieee.org/document/10871755>

УДК 004.85:339.16-026.26

ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ ДЛЯ ПЕРСОНАЛИЗАЦИИ ТОВАРНЫХ РЕКОМЕНДАЦИЙ В МОБИЛЬНЫХ ТОРГОВЫХ СИСТЕМАХ

С.Н. НЕСТЕРЕНКОВ, Д.И. АСЕПКОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: danilamail05@gmail.com

Аннотация. В работе представлен анализ алгоритмов машинного обучения, применяемых для построения систем персонализированных рекомендаций в мобильных торговых платформах. Рассматриваются эволюция от классических методов фильтрации к современным глубоким нейросетевым архитектурам, а также гибридные подходы, сочетающие преимущества различных парадигм. Оцениваются точность предсказаний, вычислительная сложность, адаптивность к динамике пользовательского поведения и особенности развертывания моделей в условиях ограниченных ресурсов мобильных устройств и нестабильных каналов связи.

Abstract. This paper presents an analysis of machine learning algorithms used to build personalized recommendation systems in mobile trading platforms. It examines the evolution from classical filtering methods to modern deep neural network architectures, as well as hybrid approaches that combine the advantages of different paradigms. The paper evaluates prediction accuracy, computational complexity, adaptability to user behavior dynamics, and the specifics of deploying models under resource-constrained mobile devices and unstable communication channels.

Введение

Мобильная коммерция характеризуется высокой степенью конкуренции за внимание потребителя, короткими сессиями взаимодействия и необходимостью мгновенной реакции на изменения предпочтений. Пользователи смартфонов ожидают релевантной выдачи товаров без необходимости использования сложных фильтров или длительного поиска. Ключевым инструментом повышения конверсии и удержания аудитории стали персонализированные рекомендательные системы, способные автоматически выявлять скрытые паттерны поведения [1]. Традиционные правила и ручная модерация уступают место алгоритмам машинного обучения, которые обрабатывают большие объемы транзакционных и поведенческих данных в реальном времени. В данной работе произведен комплексный анализ современных подходов к построению рекомендательных систем с учетом специфики мобильных торговых платформ, включающей ограничения по задержкам, энергопотреблению и объему передаваемых данных.

Классические алгоритмы формирования рекомендаций

Наиболее распространенными методами остаются коллаборативная фильтрация и контентные подходы. Коллаборативные алгоритмы опираются на исторические взаимодействия пользователей с товарами, выявляя сходства в поведении без анализа атрибутов самих продуктов. Матричные разложения, такие как сингулярное разложение и метод альтернативных наименьших квадратов, позволяют эффективно работать с разреженными матрицами взаимодействий, снижая размерность данных и выделяя латентные признаки. Контентные методы используют метаданные товаров и профили пользователей, применяя векторные представления и метрики схожести для подбора релевантных позиций. Гибридные схемы комбинируют оба направления, что позволяет компенсировать проблему холодного старта для новых товаров и пользователей. Классические подходы отличаются высокой интерпретируемостью и умеренными требованиями к вычислительным ресурсам, однако они демонстрируют ограниченную способность к выявлению нелинейных зависимостей и временных паттернов поведения.

Методы глубокого обучения и нейросетевые архитектуры

В последние годы активно внедряются модели глубокого обучения, способные обрабатывать последовательности действий и учитывать контекст сессии. Двухуровневые архитектуры разделяют задачу на генерацию кандидатов и точное ранжирование, что позволяет обрабатывать миллионы товаров с приемлемой задержкой [2]. Последовательные рекомендации строятся на основе рекуррентных сетей и трансформеров, которые анализируют хронологию кликов, просмотров и добавлений в корзину, предсказывая следующий шаг

пользователя. Методы обучения с представлением формируют плотные векторные эмбединги, отражающие семантическую близость товаров и интересов пользователей. Гибридные нейросетевые модели объединяют широкую линейную часть для запоминания частых паттернов и глубокую компоненту для обобщения новых сочетаний признаков [3]. Такие архитектуры демонстрируют существенный прирост метрик точности и полноты, однако требуют значительных объемов размеченных данных, мощной инфраструктуры для обучения и регулярной валидации на актуальных выборках.

Особенности развертывания в мобильных торговых системах

Мобильные платформы предъявляют жесткие требования к времени отклика, объему трафика и энергоэффективности. Прямое выполнение тяжелых нейросетевых моделей на клиентских устройствах нецелесообразно, поэтому применяется распределенная архитектура, при которой серверная часть отвечает за предвычисление кандидатов и первичную фильтрацию, а мобильное приложение реализует кэширование, легковесное ранжирование и адаптацию под локальный контекст. Важным аспектом является потоковая обработка событий, позволяющая обновлять рекомендации в течение активной сессии без перезагрузки интерфейса. Защита персональных данных стимулирует развитие федеративного обучения, при котором модель дообучается локально на устройстве пользователя, а на сервер передаются только агрегированные градиенты [4]. Контекстно-зависимые алгоритмы учитывают геолокацию, тип сетевого соединения, уровень заряда батареи и время суток, корректируя выдачу в зависимости от текущих условий эксплуатации. Обработка концептуального дрейфа предпочтений требует механизмов онлайн-обучения и постоянного мониторинга деградации модели.

Сравнительная оценка подходов

Принципиальное отличие методов заключается в балансе между точностью предсказаний, вычислительной стоимостью и устойчивостью к недостатку данных. Коллаборативные алгоритмы демонстрируют высокую эффективность при наличии достаточного объема исторических взаимодействий, однако их качество резко снижается при работе с новыми сущностями. Контентные подходы менее точны, но обеспечивают стабильную работу на стартовых этапах внедрения системы. Глубокие и гибридные модели показывают наилучшие результаты по ключевым бизнес-метрикам, включая конверсию и среднее время сессии, но требуют сложной инженерной поддержки и регулярного переобучения. Для мобильных торговых систем наиболее целесообразной является двухэтапная схема, сочетающая быстрый отбор кандидатов с помощью легковесных методов или приближенного поиска ближайших соседей с последующим точным ранжированием компактной моделью. Особое внимание заслуживает оптимизация архитектур под условия ограниченной пропускной способности, что достигается за счет квантования весов, дистилляции знаний и использования edge-вычислений. Интеграция механизмов reinforcement learning позволяет динамически корректировать стратегию выдачи на основе обратной связи в реальном времени.

Заключение

Исходя из проведенного анализа, выбор алгоритма машинного обучения для рекомендательной системы мобильной торговой платформы должен определяться зрелостью данных, доступной инфраструктурой и целевыми бизнес-показателями. Для большинства сценариев оптимальным является гибридный подход с серверным предвычислением и клиентской адаптацией, обеспечивающий баланс между точностью, скоростью отклика и энергоэффективностью. Протоколы взаимодействия и архитектурные решения должны поддерживать непрерывное обновление моделей и потоковую обработку событий без ухудшения пользовательского опыта. Перспективными направлениями остаются развитие федеративного обучения для повышения приватности, внедрение генеративных моделей для формирования персонализированных пояснений рекомендаций, а также стандартизация метрик качества в условиях мобильных сетей с переменной нагрузкой. Дальнейшие исследования должны быть направлены на оптимизацию инференса нейросетевых архитектур и создание унифицированных фреймворков для кроссплатформенной персонализации.

Список использованных источников

1. Ricci, F., Rokach, L., Shapira, B. Recommender Systems Handbook / Springer, 2015. – 2nd ed. – P. 1–45.
2. Covington, P., Adams, J., Sargin, E. Deep Neural Networks for YouTube Recommendations // Proc. RecSys. – 2016. – P. 191–198.
3. He, X., Liao, L., Zhang, H. et al. Neural Collaborative Filtering // WWW '17. – 2017. – P. 173–182.
4. Yang, X., et al. Federated Learning for Mobile Edge Networks: A Survey // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2023. – Vol. 25, no. 2. – P. 1234–1260.

УДК 621.317.75-021.131:004.85

**ВИРТУАЛЬНЫЙ ОСЦИЛЛОГРАФ С ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫМ ПОДСКАЗЧИКОМ:
ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ ДЛЯ АНАЛИЗА СИГНАЛОВ В
ИНЖЕНЕРНОМ ОБРАЗОВАНИИ**

А.М. ПЕРХОВА, В.И. ЧИГИЛИНСКИЙ

*Военная академия Республики Беларусь
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: perhovastasiana@gmail.ru, VadimChigilinskiy@mail.ru

Аннотация. В работе рассматривается проблема качества усвоения фундаментальных дисциплин в современном инженерном образовании, связанная с неэффективным использованием лабораторного оборудования и программного обеспечения при изучении цифровой обработки сигналов.

Abstract. The paper addresses the issue of quality of assimilation of fundamental disciplines in modern engineering education, which is associated with the inefficient use of laboratory equipment and software in the study of digital signal processing.

Современное инженерное образование переживает противоречивый период своего развития, когда оснащенность учебных лабораторий новейшим оборудованием и программным обеспечением парадоксальным образом не приводит к пропорциональному росту качества усвоения фундаментальных дисциплин. Особенно остро это противоречие проявляется в дисциплинах, связанных с цифровой обработкой сигналов, где студент оказывается зажатым между двумя одинаково неэффективными крайностями. С одной стороны, работа с реальным физическим осциллографом дает бесценный тактильный опыт взаимодействия с измерительным прибором, но принципиально ограничена визуализацией лишь временного представления сигнала – понять, что происходит в частотной области, глядя на пульсирующую зеленую линию на экране электронно-лучевой трубки, начинающий инженер не может без хорошо развитой математической интуиции. С другой стороны, мощные программные пакеты вроде MATLAB или LabVIEW, предоставляя широчайший инструментальный анализ, обрушивают на неподготовленного пользователя лавину возможностей, настроек и терминов, превращая учебную задачу в механическое перебирание пунктов меню в поисках команды, дающей визуально похожий на ожидание график. В обоих случаях отсутствует самое важное звено педагогического процесса – своевременная, контекстная и, что принципиально, объяснимая обратная связь, которая не просто констатирует ошибку, а вскрывает ее причину, локализованную в конкретном фрагменте математических преобразований, неверно понятых или неверно примененных обучающимся.

Именно на устранение этого разрыва направлен предлагаемый образовательный модуль – виртуальный осциллограф с интеллектуальным подсказчиком, реализующий в своей архитектуре тесную интеграцию классических алгоритмов цифровой обработки сигналов и легковесных моделей машинного обучения, спроектированных в парадигме объяснимого искусственного интеллекта. Внешне модуль представляет собой привычный интерфейс измерительного прибора с экраном, ручками усиления и развертки, набором режимов синхронизации и математических операций, однако его внутреннее устройство принципиально отличается от традиционных симуляторов наличием фонованого аналитического слоя, непрерывно сопоставляющего действия обучающегося с эталонной траекторией решения учебной задачи. Ключевая концепция, заложенная в основу разработки, заключается в отказе от идеи «умной подсказки», выдающей готовый ответ по нажатию кнопки. Вместо этого система выдерживает педагогически обоснованную паузу, позволяя курсанту самостоятельно совершить ошибку, зафиксировать ее, испытать продуктивное замешательство, и лишь затем предъявляет не вердикт, а детализированное объяснение, подсвечивающее конкретный этап обработки, на котором было принято неверное решение.

Техническим фундаментом аналитического слоя выступает одномерная сверточная нейронная сеть, обученная на обширном синтетическом датасете частотных искажений. Датасет формируется программно: чистый тестовый сигнал пропускается через цепочку цифровых фильтров с заведомо неверно заданными параметрами, имитируя типовые студенческие ошибки – эффект наложения спектров из-за неверно

выбранной частоты дискретизации, звон на фронтах импульсной характеристики при чрезмерно крутом срезе КИХ-фильтра, просачивание боковых лепестков при неудачном выборе оконной функции. Каждый сгенерированный образец получает метку не просто «искажен», а конкретный тип искажения с указанием причинного параметра, что позволяет обучить классификатор различать тонкие спектральные особенности, недоступные глазу начинающего инженера. Обученная модель выполняет не роль вычислителя — все расчеты по-прежнему производит сигнальный процессор симулятора, реализующий классическое быстрое преобразование Фурье и алгоритмы фильтрации, — а роль эксперта-диагноста, способного по спектрограмме определить, что обучающийся перепутал полосу пропускания с полосой заграждения или применил фильтр Баттерворта там, где требовался фильтр Чебышева.

Итогом взаимодействия курсанта с модулем является этап визуализации карт внимания модели, формируемых алгоритмом Grad-CAM поверх спектрограммы анализируемого сигнала. На этом этапе цветовая маска накладывается непосредственно на частотно-временное представление, выделяя именно те области, которые внесли наибольший вклад в заключение классификатора о наличии искажения. Обучающийся видит не абстрактное сообщение «фильтр настроен неверно», а конкретную зону на спектрограмме, где, например, наблюдается аномально высокая энергия в полосе заграждения, и оказывается поставлен перед необходимостью самостоятельно связать эту визуальную аномалию с математическим выражением передаточной функции, которую он только что задал в параметрах фильтра. Именно в этом соединении наглядного образа с абстрактной формулой и кроется педагогическая ценность подхода: машинное обучение не заменяет мыслительную деятельность курсанта, а направляет ее, выхватывая из потока данных те фрагменты, которые заслуживают пристального внимания.

Важно подчеркнуть, что предлагаемый модуль проектировался не как замена физическому практикуму, а как его органичное дополнение, встраиваемое в структуру традиционного лабораторного занятия. На первом этапе курсант работает с реальным генератором и осциллографом, снимая амплитудно-частотную характеристику настоящего фильтра и наблюдая физический сигнал. Затем он переходит к виртуальному двойнику этого же эксперимента, где система может многократно воспроизвести сценарий с варьируемыми параметрами, предложить зашумленную версию сигнала и, что наиболее ценно, предоставить индивидуализированную обратную связь в темпе, комфортном для конкретного обучаемого, а не усредненном по группе. Преподаватель, в свою очередь, получает агрегированный отчет по учебному взводу или потоку, в котором отражены не итоговые оценки, а распределение типовых ошибок, позволяющее оперативно скорректировать содержание следующей лекции, сделав акцент именно на тех разделах, которые вызвали наибольшие затруднения.

Заключение

Таким образом, предлагаемый модуль демонстрирует жизнеспособный подход к внедрению методов машинного обучения в фундаментальное инженерное образование, при котором искусственный интеллект выступает не объектом изучения и не заменой преподавателя, а технологическим посредником между курсантом и абстрактным математическим знанием, переводящим невидимые спектральные аномалии на язык наглядных визуальных образов и создающим ту самую своевременную и адресную обратную связь, дефицит которой сегодня является одним из главных ограничений традиционных образовательных форматов.

Список использованных источников

1. *Selvaraju R.R., Cogswell M. Das A. et al. Grad-CAM: Visual Explanations from Deep Networks via Gradient-Based Localization // Proceedings of the IEEE International Conference on Computer Vision (ICCV). — 2017.*
2. *Pe S., Buonocore T.M., Nicora G. Parimbelli E. SignalGrad-CAM: Generalizing Grad-CAM to 1D Signal Applications // SoftwareX. — 2025.*
3. *Гуань Ч., Син Ф., Фан В., Цун Ю. Применение Matlab и LabVIEW в курсе цифровой обработки сигналов // Китайский журнал современных образовательных технологий и оборудования. — 2012. — № 15.*
4. *Zeiler M.D., Fergus R. Visualizing and Understanding Convolutional Networks // European Conference on Computer Vision (ECCV). — 2014.*
5. *Oppenheim A.V., Schaffer R.W. Discrete-Time Signal Processing. — 3rd ed. — Pearson, 2009.*

УДК 621.391.8:004.032.26

ОБУЧЕНИЕ МОДЕЛИ 1D-CNN ДЛЯ КЛАССИФИКАЦИИ СОСТОЯНИЙ РАДИОКАНАЛА И ВЫЯВЛЕНИЯ RF-JAMMING

А.О. ПИЛИПЕНКО, С.А. ШВЕД

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: ctepan3310@gmail.com, pilipenkoandrej602@gmail.com

Аннотация. В работе проводится исследование применения одномерной сверточной нейронной сети 1D-CNN, которая может автоматически обнаруживать помехи и попытки какого-либо стороннего воздействия на сигнал (RF-jamming), а также модель способна классифицировать состояния радиоканала. Входными данными для обучения и последующей проверки нейронной сети служит набор `active_scan`. Данный набор содержит три класса наблюдений: фоновые сигналы (чистый эфир), гауссовский шум (сплошной шум) и однотональные помехи (точечные помехи). Особенность данной нейронной сети в том, что она обучалась с нуля на подготовленных для нее входных данных, в отличие от подхода с дообучением какой-либо сохраненной ранее модели. Для повышения натренированности модели и снижения риска переобучения в работе к входным данным после нормализации был добавлен искусственный шум. Данное действие позволило нейросети даже в самых непростых условиях выделять именно важные признаки, а также предостерегло ее от переобучения (overfitting) и дальнейших грубых ошибок. По итогу точность нашей модели составила 88,89 % на тестовой выборке. Такой процент подтверждает эффективность применения 1D-CNN в качестве отличного учебного прототипа для защиты радиосвязи от различных атак и для обнаружения аномальных состояний радиоканала.

Abstract. This paper explores the use of a one-dimensional convolutional neural network (1D-CNN), which can automatically detect interference and attempts at external signal interference (RF jamming), and classify radio channel states. The `active_scan` dataset serves as the input data for training and subsequent validation of the neural network. This dataset contains three classes of observations: background signals, Gaussian noise, and single-tone interference. A unique feature of this neural network is that it was trained from scratch using pre-prepared input data, as opposed to retraining a previously saved model. To improve the model's fitness and reduce the risk of overfitting, artificial noise was added to the input data after normalization. This step allowed the neural network to identify important features even in the most challenging conditions and also prevented it from simply learning the sample and making further gross errors. As a result, the accuracy of our model on the test set was 88.89%. This percentage confirms the effectiveness of using 1D-CNN as an excellent training prototype for protecting radio communications from various attacks and for detecting abnormal radio channel conditions.

Введение

В наше время беспроводные системы стали незаменимы и преследуют нас везде. Они используются и в смартфонах, и в компьютерах, и в беспилотниках, и даже в кухонном чайнике. По мере развития технологий программно-определяемого радио (SDR) управление стало гораздо проще и удобнее, но это создало некоторые риски и проблемы в виде, например, создание помех злоумышленниками. Ради фон постоянно усложняется, и это делает ручной мониторинг слишком медленным и неэффективным, в связи с этим все нуждается в быстрых автоматических решениях. Главной задачей здесь является выявление преднамеренных действий злоумышленника, которые способны повредить или полностью оборвать связь. Обычные методы защиты работают по жестким и заранее прописанным правилам, из-за чего они часто ошибаются при малейшем изменении обстановки и не могут адаптироваться в случае каких-либо новых видов атак. Здесь как раз и нужны нейронные сети. Они способны самостоятельно находить скрытые закономерности в самой структуре радиосигнала и быстро подстраиваться под новые условия, основываясь на разных критериях прошлых примеров. В данной работе используется одномерная сверточная сеть (1D-CNN) из-за того, что она умеет анализировать сигнал выделяя его важные признаки в конкретный момент времени. Этот проект посвящен созданию и проверке учебной модели 1D-CNN, которая должна научиться распознавать чистый эфир и атаки, такие как гауссовский шум и однотональные помехи. В исследовании выделим одну особенность, заключающуюся в том, что нейросеть создавалась «с нуля» и обучалась на входных данных `active_scan`, без использования других заранее готовых моделей или процедур дообучения (Fine-Tuning).

Подготовка данных

Перед работой с данными необходимо их нормализовать. В данном эксперименте использовался каталог `active_scan`, в котором данные распределены по трем классам: `benign/background/location1` (обычная «тишина» радиоэфира, в которой могут быть какие-то случайные шумы, но нет атаки), `malicious/gaussian_noise/10dbm` (атака «белым шумом») и `malicious/singletone/10dbm` (злоумышленник атакует не все частоты, а одну конкретную сильным сигналом). Из каждого CSV-файла были извлечены 3 признака: `noise` (общий уровень беспорядка в эфире), `rssi` (сила принимаемого сигнала) и `max_magnitude` (самый громкий пик в сигнале). Отдельно взятый объект выборки представляет собой временную последовательность длиной 128 отсчетов с тремя признаковыми каналами. Ниже приведена формула нормализации:

$$x_{norm} = (x - \text{mean}(x)) / (\text{std}(x)), \quad (1)$$

У параметра `rssi` при извлечении может быть, например, значение -90, а у `noise` – 0.001. Модель подумает, что раз число больше, то оно важнее. Однако на практике это не так, в связи с этим и необходима нормализация, которая приводит все к единому масштабу (от -3 до 3), чтобы нейросеть обучалась честно.

Для каждого класса использовалось до 150 файлов, поэтому общий объем выборки составлял около 450 последовательностей. Важным моментом является специальный прием регуляризации и стресс-тестирования, который усложняет задачу для модели и позволяет избежать завышенных результатов тестирования на обучающей выборке. Прием заключается в том, что к нормализованным данным добавлялся искусственный гауссовский шум с параметром `noise_level = 0.8`. Если нейросеть научится распознавать RF-jamming на зашумленных данных, в реальной жизни (где условия хуже, чем в лаборатории) она будет работать стабильнее. Это защищает от переобучения (когда нейросеть заучивает примеры обучающей выборки и в дальнейшем не может правильно классифицировать данные тестовой выборки). Нормализация выполнялась по формуле:

$$x_{norm} = (x - \text{mean}(x)) / (\text{std}(x) + 1e-8), \quad (2)$$

Как уже было сказано, выборка была разделена на обучающую и тестовую части. Обучающая часть составила 80% всей выборки, а тестовая – 20% с фиксированным `random_state = 42`. Параметр `random_state` служит для одинакового перемешивания данных при каждом запуске кода. Данное действие стабилизирует результат эксперимента и делает его более проверяемым. Чтобы реализовать многоуровневое распознавание, необходимо было перевести метки в векторный формат `one-hot encoding`.

Для более наглядного представления того, как проходит обработка информации, а также для понимания общей структуры нейросети приведем общую блок-схему системы на следующем рисунке:

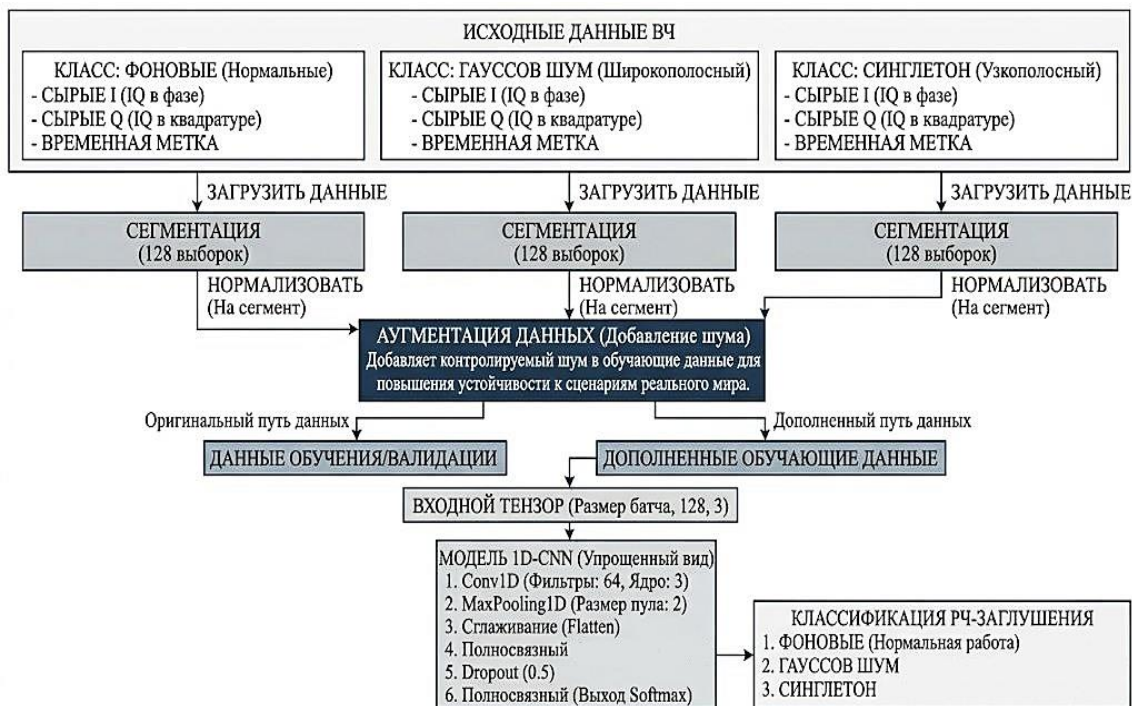


Рис. 1. Общая структурная схема подготовки данных и архитектура модели 1D-CNN

На схеме видно, что сначала на вход подаются исходные данные. Важно отметить, что на схеме отражены «общие» данные, а в нашем случае подаются: `noise`, `rss_i`, `max_magnitude`. Также в данных есть временные метки, которые являются точным временем (дата, часы, секунды, миллисекунды) замера, когда именно был сделан каждый конкретный замер. Затем все данные сегментируются путем нарезания на блоки по 128 выборок, далее каждый сегмент нормализуется, чтобы выровнять масштаб для всех значений. Следующим очень важным блоком идет аугментация, здесь к обучающим нормализованным данным добавляется шум, чтобы повысить устойчивость модели. Таким образом наши данные начинают формировать так называемый входной тензор, который поступает на вход модели 1D-CNN. Сам тензор представляет собой многоуровневую таблицу с числами (массив) – это главный формат данных, с которыми взаимодействуют нейросети. Он имеет размерность (Batch, 128, 3), где Batch – количество примеров, 128 – длина записи, 3 – количество признаков. Используя сверточный (первый) слой Conv1D, нейросеть извлекает все признаки и уменьшает размерность с помощью слоя MaxPooling (второй). Затем, под действием слоя Flatten (третий), признаки из таблицы выстраиваются в одну длинную линию, для удобства вынесения последующего вердикта. Далее все передается в четвертый слой (полносвязный), имеющий функцию активации ReLU. Чтобы исключить переобучение модели, используется пятый слой Dropout с коэффициентом 0.5, который на этапе обучения случайным образом отключает часть нейронов во время тестирования. Данная структурная составляющая нейросети работает как защитный механизм, не давая 50% нейронов включаться в работу, поэтому сеть начинает работать стабильнее и не просто запоминает конкретные примеры, а обнаруживает и подчеркивает для себя общие черты и закономерности. Финальный шестой слой с функцией Softmax считает и показывает итоговую вероятность принадлежности сигнала к какому-то из трех целевых классов. Вся эта последовательность работы с данными дает гарантии того, что система начнет эффективно распознавать радиоглушения и сам сигнал даже при изменении электромагнитной обстановки и других усложняющих факторах.

Архитектура модели

Для работы с проектом использовалась определенная последовательная архитектура 1D-CNN. Такая модель отлично подойдет для этого случая, так как мы будем анализировать временные ряды. «Скользящие окна» двигаются по данным и находят важные закономерности в соседних местах. На вход модели поступают данные размером 128x3, а это значит, что нейросеть каждый раз анализирует данные последовательности из 128 замеров времени. В каждом таком моменты содержатся три параметра: `noise`, `rss_i`, `max_magnitude`. Благодаря такому методу модель воспринимает полную динамику эфира.

Таблица 1. Архитектура использованной модели 1D-CNN

Слой	Тип	Выходная форма	Параметры
<code>conv1d</code>	Conv1D, 32 фильтра, <code>kernel_size=3</code> , ReLU	(None, 126, 32)	320
<code>max_pooling1d</code>	MaxPooling1D, <code>pool_size=2</code>	(None, 63, 32)	0
<code>conv1d_1</code>	Conv1D, 64 фильтра, <code>kernel_size=3</code> , ReLU	(None, 61, 64)	6 208
<code>max_pooling1d_1</code>	MaxPooling1D, <code>pool_size=2</code>	(None, 30, 64)	0
<code>dropout</code>	Dropout, 0.5	(None, 30, 64)	0
<code>flatten</code>	Flatten	(None, 1920)	0
<code>dense</code>	Dense, 64, ReLU	(None, 64)	122 944
<code>dropout_1</code>	Dropout, 0.5	(None, 64)	0
<code>dense_1</code>	Dense, 3, Softmax	(None, 3)	195

Количество параметров обучения, которые модель выделила для себя, составило 129 667. Число этих параметров показывает количество внутренних связей и коэффициентов, которые модель для себя определила из обучающей выборки, для последующего распознавания сигналов. Выходной слой Softmax формирует вероятности принадлежности объекта к одному из трех классов. Функция Softmax, которая находится на последнем слое нейросети, позволяет из сложных математических расчетов в понятные значения, выраженные в процентах. Поэтому модель после тестов выдает еще и степень своей уверенности в ответе.

Model: "sequential"		
Layer (type)	Output Shape	Param #
conv1d (Conv1D)	(None, 126, 32)	320
max_pooling1d (MaxPooling1D)	(None, 63, 32)	0
conv1d_1 (Conv1D)	(None, 61, 64)	6,208
max_pooling1d_1 (MaxPooling1D)	(None, 30, 64)	0
dropout (Dropout)	(None, 30, 64)	0
flatten (Flatten)	(None, 1920)	0
dense (Dense)	(None, 64)	122,944
dropout_1 (Dropout)	(None, 64)	0
dense_1 (Dense)	(None, 3)	195
Total params: 129,667 (506.51 KB)		
Trainable params: 129,667 (506.51 KB)		

Рис. 2. Вывод model summary () для модели 1D-CNN

Методика обучения

Для реализации обучения модели проекта был выбран оптимизатор Adam, который достаточно плавно корректирует выбранные нейросетью параметры, а также отвечает за настройку функции потерь categorical_crossentropy, которая в свою очередь служит для точного подсчета ошибок модели. Главным критерием является метрика точности accuracy. Она показывает процент состояний эфира, которые были предсказаны (классифицированы) верно. Во время обучения входные данные обрабатываются частями по 32 объекта на протяжении 20 эпох (в каждой эпохе по 32 объекта). Чтобы модель не заучивала выборку и результаты были достоверными, проверка модели проводится на отдельно выделенной тестовой выборке, которую нейросеть до этого не видела.

Как было уже отмечено ранее, отличительной чертой модели является то, что она полностью обучается самостоятельно. Для этого специально была проигнорирована технология Fine-Tuning, которая позволяет взять уже готовую модель и дообучить ее в процессе использования под определенные задачи. В коде программы отсутствуют загрузки весов из сторонних файлов, а также отсутствует заморозка отдельных слоев сети.

Чтобы повысить достоверность полученных данных после тестирования модели, был специально добавлен искусственный шум. Данный прием после нормализации необходимо рассматривать как регуляризирующий. Таким образом имитируются более сложные условия для модели, что заставляет ее работать в усиленном режиме и не искать каких-то лазеек, задействовав все свои ресурсы. Нейросеть ищет все более незаметные признаки сигналов и помех, а не просто запоминает примеры. Так добавление шума делает систему более надежной и подготовленной.

Результаты эксперимента

После завершения всех циклов анализа данных тестирующей выборки модель выдала значение точности равное 88.89%. Ценность результата в первую очередь в том, что он получен на предварительно усложненной выборке, в которую были добавлены шумы. Также стоит отметить, что обучающая выборка была небольшая, и модель не в полной мере успела наработать навык классификации. Хорошим знаком является и то, что на графике ниже видно: линия точности, установленной на тестирующей выборке, идет рядом с линией точности, установленной на обучающей выборке. Это происходит как раз из-за того, что нейросеть смогла правильно обучиться определять целевые факторы, а не просто заучила примеры из обучающей выборки. Теперь она может применять свои знания к другим случаям, к которым изначально модель не была готова. Так как линии достаточно синхронны, можно сделать вывод, что в работе удалось избежать переобучения нейронной сети, а это является одной из главных задач машинного обучения.

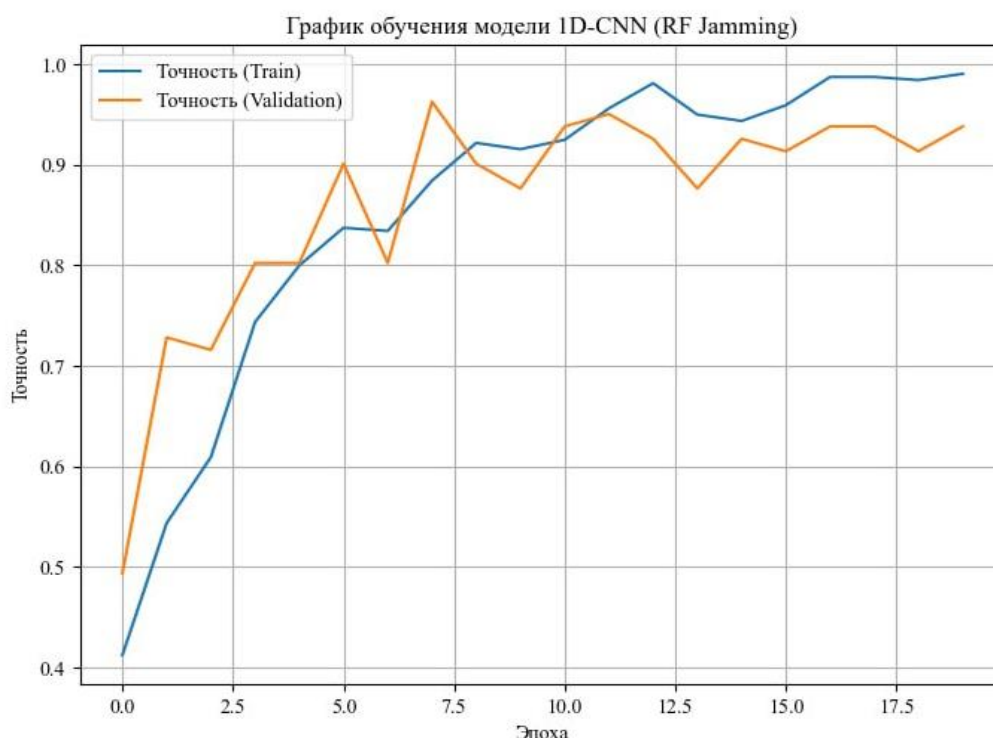


Рис. 3. График обучения модели 1D-CNN: точность на обучающей и тестирующей выборках

На графике в самом начале мы также видим резкий рост точности обучающей выборки, что говорит о том, что в отрезке этих эпох модель обучается достаточно быстро, находя очевидные отличия между разными помехами. Но с некоторого момента график начинает расти не так резко, потому что нейросеть начинает все более глубоко вникать в данные выборки и искать все более тонкие и сложные детали сигналов. Нужно сказать и о том, что точность на графике сразу не подскочила до 100%. Данная ситуация нормальна, так как именно это и делает наш эксперимент более реалистичным. В настоящее время достичь идеальных результатов – это неправдоподобно, так как в любой модели и любой выборке есть доля неопределенности. Больше доверие вызывают стандартные результаты точности, ведь на практике часто бывает так, что около-максимальные результаты просто являются ошибкой в программном обеспечении, или недостаточно реалистичных условий существования сигнала.

Несмотря на то, что данная модель достаточно хороша, стоит помнить: проделанная работа является учебно-исследовательской. Если необходимо будет превратить этот проект во что-то более масштабное (какой-либо сильный промышленный инструмент), его придется испытывать на совершенно других данных (более сложные и вариативные).

Соответствие статьи программной реализации

Содержание статьи приведено в полном соответствии с фактической программной реализацией для обеспечения максимально высокой точности описания. В проекте используются реальные входные данные из файлов набора `active_scan`, в этих файлах есть три ключевых параметра (`noise`, `rsi`, `max_magnitude`), на основе которых и анализируется сигнал. Архитектура 1D-CNN, описанная в работе, содержит в себе два сверточных блока и слой Dropout, завершается она выходным слоем, который отвечает за классификацию на три класса. Именно такой набор структурных элементов модели и показывает логику написанного программного кода, а также структуру используемых библиотек. В данной работе не предполагалось использование дополнительных источников в виде весов заранее сохраненных моделей, поэтому в проекте нигде не упоминалось о применении Fine-Tuning. Данный факт достаточно важен для понимания того, как именно обучалась модель, так как она на протяжении всех эпох развивалась и обучалась полностью самостоятельно. В связи с этим в целях сохранения академической строгости много моментов пришлось менять, опираясь на большинство рядовых случаев обучения нейросети. Например, было написано «график обучения», а не использовалось словосочетание «график дообучения».

Заключение

В ходе работы была весьма успешно, ссылаясь на результаты тестирования, построена модель 1D-CNN, которая предназначена для классификации состояний радиоканала и выявления признаков RF-jamming, используя для этого постоянно меняющиеся параметры `noise`, `rss_i` и `max_magnitude`. Одновременное использование всех трех признаков дало возможность модели гораздо глубже анализировать сигнал и его помехи, а также находить отличия там, где более простые методы анализа будут бессильны. Как уже было отмечено, модель обучалась полностью самостоятельно на наборе входных данных `active_scan`. Это позволило не дать повлиять на нейросеть каким-либо сторонним настройкам, созданных для немного других целей, а также позволило удостовериться в правильности работы программного обеспечения в чистом виде. Для того, чтобы модель была более устойчива к реальным помехам, в работе был добавлен искусственный шум, благодаря этому действию оценка качества работы нейросети была проведена достоверно. Только методом добавления шума можно подготовить модель к более «суровым» условиям существования сигнала в реальном эфире. По итогам тестовой выборки была получена точность 88.89%. Такие высокие показатели подтверждают, что одномерные сверточные сети достаточно эффективны для создания фундамента различных учебных прототипов систем обнаружения аномалий в радиоэфире. В последующем для развития проекта необходимо будет расширять набор входных данных, а также более детально проводить подбор шума и сравнивать получившиеся результаты с классическими случаями машинного обучения. Кроме того, отличной перспективой обладает внедрение готовой модели в реальные программно-определяемые радиосистемы (SDR) или составляющие сетевой защиты (IDS/IPS). Такая тенденция развития предоставит возможность для перехода от простых учебных тестов к созданию полноценного инструмента, который будет служить для обеспечения безопасности беспроводных коммуникаций.

Список использованных источников

1. O'Shea T. J., West N. Radio Machine Learning Dataset Generation with GNU Radio // Proceedings of the 6th GNU Radio Conference. - 2016.
2. Goodfellow I., Bengio Y., Courville A. Deep Learning. - MIT Press, 2016.
3. Chollet F. Deep Learning with Python. - Manning Publications, 2021.
4. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. - СПб.: Питер, 2002.
5. Документация TensorFlow/Keras: Sequential model, Conv1D, Dropout, categorical_crossentropy.

УДК 004.032.26:621.391.82

ПРИМЕНЕНИЕ ОДНОМЕРНЫХ СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ АНОМАЛИЙ БЕСПРОВОДНОГО КАНАЛА СВЯЗИ В УСЛОВИЯХ СИЛЬНЫХ РАДИОПОМЕХ

А.О. ПИЛИПЕНКО, С.А. ШВЕД,

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: stepan3310@gmail.com, pilipenkoandrej602@gmail.com,

Аннотация. Классические методы защиты беспроводных каналов связи уязвимы перед динамическими изменениями радиоэлектронной обстановки. В данной работе представлена автоматизированная система на основе одномерной сверточной нейронной сети, спроектированная с нуля для мгновенного распознавания аномалий и блокирования умышленных радиопомех. За счет внедрения уникальной методики стресс-тестирования данных искусственным шумом разработанная модель достигает точности классификации 88,89% в условиях сильных искажений. Алгоритм служит готовым технологическим прототипом для интеграции в современные комплексы защиты беспроводных коммуникаций.

Abstract. Classic methods for protecting wireless communication channels are vulnerable to dynamic changes in the electronic environment. This paper presents an automated system based on a one-dimensional convolutional neural network, designed from the ground up to instantly recognize anomalies and block intentional radio interference. By implementing a unique data stress testing method with artificial noise, the developed model achieves 88.89% classification accuracy under severe distortion. The algorithm serves as a ready-made technological prototype for integration into modern wireless communications security systems.

Введение

В современных реалиях быстрое распространение систем связи в смартфонах, компьютерах беспилотных аппаратах усиливаются риски безопасности. Упростила злоумышленникам проведение атак по блокированию сигналов в первую очередь доступность программно-определяемых радиосистем. Из-за постоянного усложнение радио фона эффективный ручной мониторинг невозможен, поэтому требуются внедрения автоматических решений. Основной задачей в настоящее время – оперативное обнаружение целенаправленного радиоглушения. Традиционные защитные комплексы работают по строго прописанным правилам, из-за чего совершают критические ошибки при появлении новых тактик атаки. Одномерные сверточные нейронные сети способны самостоятельно извлекать скрытые временные паттерны радиосигнала и, анализируя данные, динамически подстраиваться под новые типы помех [2, 3]. В данном проекте сеть обучается полностью самостоятельно, без использования сторонних пред обученных моделей.

Входные данные и сквозной процесс вычислений

В качестве информационной основы исследования взят каталог файлов active_scan. В нем есть три типа радиосигнала: фоновые сигналы, гауссовский шум и одно тональная помеха [1]. Фоновые сигналы представляют собой чистый эфир и естественную тишину, здесь нет никаких действий злоумышленника. Гауссовский шум – это широкополосная атака сплошным белым шумом. И последним типом радиосигнала в эфире является одно тональная помеха, представляющая собой узкополосный мощный удар по одной целевой частоте.

Далее хочется поговорить о порядке извлечения и математического преобразования признаков. Вначале происходит выделение информативных каналов. Из каждой текстовой таблицы исходных данных извлекаются 3 ключевых параметра: общий уровень хаоса в эфире, индикатор силы принимаемого сигнала и максимальная амплитуда пика. Далее формируются последовательности: данные преобразуются во временные блоки длиной по 128 отсчетов с тремя признаковыми каналами. Общий объем исследованной выборки составил 450 таких последовательностей. Затем вычисляется нормализация: для исключения ситуации, когда модель отдает ложный приоритет параметрам с большим числовым масштабом (например, силе сигнала со значением -90 по сравнению с шумом 0,001), проводится масштабирование в диапазон от -3 до 3. Вычисление выполняется путем вычитания из каждого текущего значения его среднего показателя по выборке с последующим делением результата на стандартное отклонение. В знаменатель при делении добавляется исчезающе малая константа для технического предотвращения ошибки деления на ноль. Далее метки векторизуются: целевые метки трех классов переводятся в векторный формат однократного кодирования. Выборка разделяется в пропорции 80% для обучения и 20% для проверки с фиксированным шагом случайного перемешивания под индексом 42.

На основе алгоритма обработки данных формируется последовательность прохождения информационных пакетов от источника к классификатору. Вначале наши исходные данные нарезаются на блоки по 128 отсчетов (сегментируются), потом значения масштабируются по среднему значению отклонения. Затем начинается аугментация – важный элемент последовательности подготовки данных, он представляет собой добавление на этапе обучения искусственного гауссовского шума с высоким уровнем 0,8 выступает в роли жесткого регулятора. Если сеть успешно выделяет маркеры радиоглушения на зашумленной лабораторной выборке, она гарантирует стабильную работу в непредсказуемых условиях реального эфира.

Архитектура модели

Последовательная архитектура 1D-CNN была разработана специально для эффективной обработки временных рядов, она дает возможность полностью отказаться от использования сторонних предобученных моделей. Система состоит из одномерных сверточных слоев, которые, используя скользящих фильтры, сканируют входной сигнал, чтобы найти специфические частоты и амплитудные паттерны. За ними следуют слои пулинга, выполняющие функцию сжатия данных и отсеивания не столь важной информации, это и позволяет нейросети сфокусироваться исключительно на самых значимых признаках. Чтобы не допустить переобучения, в структуру были внедрены слои Dropout, позволяющие путем случайного отключения нейронов заставляют модель выявлять глубокие закономерности вместо банального механического запоминания примеров. На следующем уровне работает слой Flatten («выравнивание»), который преобразует многомерные массивы данных в единый вектор, подготавливая их к финальному логическому анализу, где будет принято конкретное решение. Далее в работу включаются, выполняющие очень важную роль, полносвязные слои, которые являются основным вычислительным центром. Они сопоставляя полученные признаки и принимают окончательное решение. Завершающим элементом цепи является выходной слой с функцией Softmax, который формирует итоговые вероятности принадлежности сигнала к одному из трех классов: фоновому фону, гауссовской или одно тональной помехе. Программная реализация слоев выполнена на базе спецификаций фреймворка TensorFlow/Keras [4].

Результаты эксперимента

В ходе реализации проекта обучение нейросети проводилось в течение 20 эпох, за которые модель успешно прошла путь от распознавания явных признаков помех до анализа их скрытых закономерностей. Высокая эффективность обучения была обеспечена связкой оптимизатора Adam, который «подстраивал» внутренние параметры сети для минимизации ошибок, и функции кросс-энтропии, вычислявшей точность каждого прогноза. Графический анализ показал синхронное движение кривых обучения и валидации, что подтверждает стабильность алгоритма и полное отсутствие эффекта переобучения. Итоговым результатом стала точность распознавания в 88,89%, зафиксированная на специально усложненной зашумленной выборке. Полученный показатель является репрезентативным и надежным, так как отсутствие «лабораторных» 100% точности доказывает реальную готовность модели к работе в условиях непредсказуемого радиоэфира.

Заключение

В заключении данной работы хочется отметить эффективность комплексного подхода: одновременный анализ параметров мощности, хаоса и пиковой амплитуды обеспечивает точную идентификацию аномалий радиоканала там, где стандартные жесткие правила бессильны. Отдельного внимания заслуживает устойчивость алгоритма, ведь самостоятельное обучение сети с нуля в сочетании со стрессовой аугментацией гарантирует корректную работу софта в реальном нестабильном эфире. Успешное тестирование проекта открывает перспективу масштабирования созданного математического ядра для интеграции непосредственно в программно-определяемые радиостанции, а также в аппаратные модули систем предотвращения и обнаружения сетевых вторжений.

Список использованных источников

1. Ермолаев В. Т., Флакман А. Г., Сорокин А. А. Распознавание типов преднамеренных радиопомех методами глубокого обучения // Журнал радиоэлектроники. – 2022. – № 5. [Электронный ресурс]. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/may22/3/text.pdf> (дата обращения: 21.05.2026).
2. Гудфеллоу Я., Бенджио И., Курвилль А. Глубокое обучение. – М.: ДМК Пресс, 2018. – 652 с. (Перевод издания MIT Press, 2016).
3. Шолле Ф. Глубокое обучение на Python. – СПб.: Питер, 2022. – 400 с. (Перевод Книги Manning Publications, 2021).
4. TensorFlow / Keras Documentation: API Reference for Sequential model, Conv1D, Dropout, CategoricalCrossentropy. [Электронный ресурс]. URL: https://www.tensorflow.org/api_docs (дата обращения: 18.05.2026).

УДК 004.8:623.76

ВИДЫ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ УПРАВЛЕНИЯ В СИСТЕМЕ ПРОТИВОВОЗДУШНОЙ ОБОРОНЫ

В.В. СИМОНЧИК, Д.С. ШАРАК, Д.В. СВИРИДО

Военная академия Республики Беларусь

(г. Минск, Беларусь)

1072 Центральный командный пункт ВВС и войск ПВО

(г. Минск, Беларусь)

E-mail: victory-simonchick@mail.ru

Аннотация. В работе представлена классификация видов искусственного интеллекта (далее – ИИ), пригодных для использования в автоматизированных системах управления (далее – АСУ) Военно – воздушных Сил и войск противовоздушной обороны (далее – ВВС и войск ПВО) [1, 2]. Рассмотрены шесть категорий ИИ: компьютерное зрение, обработка естественного языка, экспертные системы, планировщики, машинное обучение и робототехника [3]. Для каждой категории указаны примеры применения в ВВС и войсках ПВО и оценена их значимость для повышения живучести информационного обмена с огневыми подразделениями. Наиболее перспективными признаны методы машинного обучения (LSTM, Random Forest, обучение с подкреплением), которые могут быть реализованы на шлюзовых серверах КСА семейства БОР. Результаты могут быть использованы при модернизации АСУ ВВС и войск ПВО Республики Беларусь.

Abstract. The paper presents a classification of types of artificial intelligence suitable for use in automated control systems of the Air Force and Air Defense. Six categories of AI are considered: computer vision, natural language processing, expert systems, planners, machine learning, and robotics. For each category, examples of applications in the AF and AD are provided, and their significance for enhancing the survivability of information exchange with combat units is assessed. The most promising methods are recognized as machine learning techniques (LSTM, Random Forest, reinforcement learning), which can be implemented on the gateway servers of the ACS (BOR). The results can be used in the modernization of ACS of the AF and AD of the Republic of Belarus.

Введение

Современные АСУ ВВС и войск ПВО сталкиваются с необходимостью обработки больших объемов информации от разнородных источников: радиолокационных станций (далее – РЛС), беспилотных летательных аппаратов (далее – БЛА), искусственных спутников Земли (далее – ИСЗ) постов визуального наблюдения. Традиционные алгоритмы не всегда справляются с этой задачей из-за неполноты, противоречивости и искажения данных, особенно в условиях активного радиоэлектронного противодействия (далее – РЭБ) противника [1, 2].

Концепция объединенного общедоменного командования и управления (JADC2), разрабатываемая Министерством обороны США, предполагает широкое использование методов ИИ для автоматизации процессов сбора, обработки, передачи и отображения информации, а также для поддержки принятия решений [3]. В Вооруженных Силах Республики Беларусь также ведется работа по внедрению ИИ в системы управления войсками, однако отсутствует систематизированное представление о том, какие именно виды ИИ наиболее применимы для решения задач родами войск ПВО.

Цель работы – систематизация видов ИИ, пригодных для использования в АСУ ВВС и войск ПВО, и оценка их применимости для повышения живучести информационного обмена с огневыми подразделениями (зенитными ракетными дивизионами, батареями, взводами, отделениями).

Классификация методов искусственного интеллекта

В зарубежных и отечественных источниках выделяют шесть основных категорий ИИ, которые могут быть использованы в военной сфере [1, 2, 3]. Ниже представлено их описание и примеры применения в ПВО.

1. Компьютерное зрение (Computer Vision, CV). Компьютерное зрение включает методы обнаружения, классификации и сопровождения объектов по визуальным изображениям (видео, фотографии, тепловизионные снимки) [4]. В ВВС и войсках ПВО эта категория применяется для:

– обработки видеоизображений с БЛА-разведчиков (распознавание типов воздушных целей, определение координат);

– анализа спутниковых снимков для выявления позиций ЗРК противника;

– подтверждения радиолокационных данных визуальными средствами (оптические станции слежения).

Секция 3 «Цифровая обработка сигналов и машинное обучение»

Компьютерное зрение особенно эффективно в ближней зоне ПВО (до 10 – 15 км), где радиолокационные средства могут быть подавлены помехами. Пример реализации – система Project Maven (США), где алгоритмы CV используются для анализа видео с БЛА [5].

2. Обработка естественного языка (Natural Language Processing, NLP). NLP занимается анализом и генерацией текстовой и речевой информации [4]. В ВВС и войсках ПВО эта категория может быть использована для:

- извлечения структурированной информации из текстовых донесений (например, из сводок постов визуального наблюдения);
- автоматической генерации формализованных сообщений (докладов о воздушной обстановке);
- распознавания голосовых команд в системах голосового управления элементами АСУ.

В перспективе NLP может применяться для анализа перехваченных переговоров противника (совместно с CV и ML) [2].

3. Экспертные системы (Expert Systems, ES). Экспертные системы хранят формализованные знания экспертов в виде базы правил [4]. Они используются для выработки рекомендаций в типовых ситуациях. В ВВС и войсках ПВО экспертные системы могут применяться для:

- выбора варианта действий командира в типовых тактических ситуациях (угроза с разных направлений, тип цели, наличие резервов);
- классификации целей по степени опасности на основе накопленных знаний;
- диагностики неисправностей в КСА и выдачи рекомендаций по восстановлению.

Преимущество экспертных систем – прозрачность решений (каждое решение может быть объяснено через цепочку правил). Недостаток – сложность формализации знаний в нестандартных ситуациях [1].

4. Планировщики (Planners). Планировщики решают задачи распределения ресурсами построения последовательности действий для достижения цели [4]. В ВВС и войсках ПВО планировщики могут быть использованы для:

- сопряжения различных воздушных, наземных и кибернетических средств против целей (построение так называемой «сети поражения» – kill-web) [3];
- построения поэтапного плана подавления ПВО противника (очередность вскрытия, подавления, уничтожения ЗРК);
- распределения зенитных ракетных дивизионов по направлениям и высотам с учетом их зон поражения.

Планировщики используют алгоритмы поиска на графах состояний (A, D, любое) или методы удовлетворения ограничений (Constraint Satisfaction Problems, CSP) [1].

5. Машинное обучение (Machine Learning, ML). Машинное обучение включает методы, позволяющие системе обучаться на данных без явного программирования правил [4]. В ВВС и войсках ПВО наиболее актуальны следующие подкатегории:

Обучение по примерам (supervised learning):

- классификация (Random Forest, градиентный бустинг, SVM) – для фильтрации ложных радиолокационных целей, распознавания типов целей по радиолокационным признакам. Точность фильтрации достигает 90–95%, снижение числа ложных треков – на 25–30% [2];
- регрессия – для прогнозирования параметров движения целей (координаты, скорость, ускорение) на основе неполных данных.

Обучение с подкреплением (reinforcement learning):

- для адаптивного управления сетью на основе намерений (IBN) – выбор оптимальных маршрутов, переключение на резервные КП, балансировка нагрузки;
- для управления роями БЛА при отражении массированного налета.

Глубокое обучение (deep learning):

1 LSTM – для прогнозирования отказов оборудования (коммутаторов, серверов, каналов связи) на основе анализа временных рядов телеметрии. Точность прогноза $\geq 85\%$, время упреждения 15–30 секунд, что позволяет сократить время потери связи с 10–30 секунд до 0–2 секунд [5].

2 Сверточные нейросети (CNN) – для обработки радиолокационных изображений (распознавание целей на фоне помех) [1].

6. Робототехника (Robotics). Робототехника комбинирует методы CV, NLP, ES, планировщиков ML для автономного функционирования физических систем [3]. В ВВС и войсках ПВО наиболее актуально:

- управление роями БЛА-камикадзе и дронов-ретрансляторов;
- автономная работа наземных роботизированных средств разведки и поражения (в перспективе);
- использование дронов для проверки сигналов РЛС (ложные цели для вскрытия позиций ЗРК противника) [2].

Применимость методов МО для повышения живучести информационного обмена

В контексте повышения живучести информационного обмена с огневыми подразделениями (зенитными ракетными дивизионами) наиболее актуальны следующие методы [1,2,5]:

Таблица 1. Методы МО

Метод	Задача	Эффект
LSTM	Прогнозирование отказов шлюзовых серверов и каналов связи	Сокращение времени потери связи с 10–30 с до 0–2 с
Random Forest / градиентный бустинг	Фильтрация ложных целей	Повышение достоверности информации на 25–30%
Обучение с подкреплением	Адаптивная балансировка нагрузки между резервными КП	Повышение пропускной способности на 25–35%
Планировщики	Автоматическое целераспределение	Сокращение цикла «обнаружение-поражение» с 3–5 мин до 1,5–2 мин
Экспертные системы	Диагностика неисправностей КСА	Сокращение времени восстановления системы управления

Наиболее эффективным является комплексное применение нескольких методов (например, LSTM + Random Forest + обучение с подкреплением), что обеспечивает синергетический эффект и соответствует требованиям УНОС (устойчивость, непрерывность, оперативность, скрытность) [1,2].

противника).

Интеграция в архитектуру КСА семейства БОР

Предлагаемые методы ИИ могут быть реализованы на шлюзовых серверах, которые интегрируют существующие КСА семейства БОР в датацентрическую архитектуру. Шлюзовые серверы:

- собирают телеметрию (для LSTM);
- выполняют фильтрацию данных (для Random Forest);
- взаимодействуют с IBN-контроллером (для обучения с подкреплением) [5].

Такая архитектура позволяет внедрить ИИ без замены существующего оборудования, что снижает затраты на модернизацию [2].

Заключение

В работе представлена классификация методов искусственного интеллекта, пригодных для использования в АСУ ВВС и войск ПВО [1, 2, 3]. Выделены шесть категорий: компьютерное зрение, обработка естественного языка, экспертные системы, планировщики, машинное обучение и робототехника. Для каждой категории приведены примеры применения в ПВО.

Наиболее перспективными для повышения живучести информационного обмена с огневыми подразделениями признаны методы машинного обучения: LSTM (прогнозирование отказов), Random Forest (фильтрация ложных целей) и обучение с подкреплением (адаптивная балансировка нагрузки). Эти методы могут быть реализованы на шлюзовых серверах КСА семейства БОР без замены существующего оборудования [5].

Дальнейшие исследования направлены на адаптацию методов под реальные данные в КСА семейства БОР; на интеграцию LSTM с IBN-контроллером для упреждающего перестроения маршрутов; создание комплексной системы управления информационным обменом, объединяющей классификацию, прогнозирование и балансировку.

Список использованных источников

1. Барабанов И.Н., Котов В.В. Методы оценки живучести сетей связи военного назначения // Телекоммуникации. – 2015. – № 8. – С. 2–8.
2. Макаренко С.И. Информационное противоборство и радиоэлектронная борьба в сетцентрических войнах начала XXI века. – СПб.: Научное издание, 2017. – 546 с.
3. Department of Defense. JADC2 Strategy Summary. – 2022. – 15 p.
4. Russell S., Norvig P. Artificial Intelligence: A Modern Approach. – Pearson, 2020. – 1168 p.
5. Hochreiter S., Schmidhuber J. Long Short-Term Memory // Neural Computation. – 1997. – Vol. 9, No. 8. – P. 1735–1780.

УДК 004.8:004.056

ПРИМЕНЕНИЕ ЛОКАЛЬНОЙ МОДЕЛИ ДЛЯ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ АНОМАЛИЙ В ЖУРНАЛАХ СОБЫТИЙ СИСТЕМЫ

М.А. СОЛОНОВИЧ, Е.И. ЮНЧИЦ, А.А. ИГНАТЕНКО

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: maxnest77max@icloud.com

Аннотация. Проведено исследование в целях улучшения результатов готовой модели искусственного интеллекта. Рассмотрено применение локальной модели на примере выявления аномалий в журналах событий системы. В работе описывается процесс обучения готовой модели и сравнение с ее результатами до обучения.

Abstract. A study was conducted to improve the performance of a pre-existing artificial intelligence model. The application of a local model for such purposes is examined, using the example of detecting anomalies in system event logs. The paper describes the training process of the pre-existing model and compares it with its pre-training results.

Введение

Искусственный интеллект стал неотъемлемым помощником в задачах любого плана. Его применяют абсолютно везде, использование известных сервисов с искусственным интеллектом ставит под угрозу свои данные. Существует так же способ использовать искусственный интеллект локально у себя на машине для этого используют уже готовые и обученные модели.

Современные системы мониторинга информационной безопасности собирают огромное количество событий безопасности системы с ростом их числа специалисту информационной безопасности становится все сложнее и сложнее анализировать эти данные. Для этого можно использовать искусственный интеллект, который способен находить по признакам атаки. Использование сервисов, предоставляющих доступ к актуальным мощным моделям, ставит под угрозу конфиденциальность. Для этого необходимо использовать локальные легкие модели. Для исследования взяли Qwen 2.5 на 3 миллиарда параметров. Легкая модель проста в использовании и адаптации дообучением под определенные задачи [1].

Теоретическое обоснование выбора модели и метода обучения

Большие языковые модели (далее LLM) – это тип модели глубокого обучения, обучаемая на массовых текстовых наборах данных для понимания и генерации человеческого текста. Такие модели могут выполнять различные задачи, они заранее предобучены на больших объемах данных. Изначально для работы таких моделей требовались значительные серверные мощности. Однако со временем крупные технологические компании и независимые исследователи начали публиковать архитектуры и веса моделей в открытом доступе.

Важным этапом развития стала разработка компактных версий LLM с уменьшенным числом параметров. Благодаря алгоритмической оптимизации эти модели стали пригодны для локального развертывания и инференса на потребительских персональных компьютерах, что существенно снизило порог входа для их использования [3].

Локальное развертывание компактных языковых моделей обеспечивает три ключевых преимущества: абсолютную конфиденциальность, вычислительную автономность и высокую эффективность. Выполнение инференса внутри изолированного ИТ-контура пользователя исключает передачу данных через сторонние API, что позволяет безопасно обрабатывать чувствительную, медицинскую и корпоративную информацию без риска ее компрометации. Кроме того, такие системы не зависят от интернет-соединения и лицензионных ограничений облачных провайдеров. При этом, несмотря на существенно меньшее количество параметров, современные локальные модели способны демонстрировать производительность, сопоставимую с крупномасштабными аналогами. Данная эффективность достигается за счет смещения фокуса с масштабирования архитектуры на использование тщательно отфильтрованных, высококачественных обучающих выборок, что многократно повышает внутреннюю «плотность знаний» нейросети и компенсирует ограничения вычислительных ресурсов.

Сами по себе локальные модели не могут эффективно выполнять поставленные задачи. Для подготовки модели под конкретную задачу ее необходимо дообучить. В данной работе для обучения модели под конкретную задачу распознавания аномалий в журналах системы в формате эффективно будет применять дообучение с помощью Lora Qlora

Для подготовки модели к работе с подобными машинными данными необходимо проведение процедуры дообучения [4]. Традиционное дообучение нейросети с обновлением всех миллиардов параметров требует колоссальных вычислительных мощностей и больших объемов видеопамяти, что противоречит самой концепции использования легковесных локальных моделей на стандартном оборудовании [2].

В связи с этим в данной работе для адаптации модели к задаче распознавания аномалий в журналах Windows применяется метод параметрически эффективного дообучения (PEFT – Parameter-Efficient Fine-Tuning), в частности технологии LoRA (Low-Rank Adaptation) и ее модификация QLoRA (Quantized LoRA).

Метод LoRA позволяет «заморозить» основные веса предварительно обученной модели и интегрировать в архитектуру трансформера обучаемые матрицы низкого ранга. Это сокращает количество обновляемых параметров в тысячи раз. Применение QLoRA идет еще дальше: базовая модель квантуется до 4-битного представления, что радикально снижает требования к оперативной и видеопамяти при сохранении качества обучения. Таким образом, использование связки LoRA/QLoRA является наиболее эффективным и ресурсосберегающим подходом, позволяющим превратить компактную модель общего назначения в специализированный инструмент анализа информационной безопасности [5].

Процесс обучения модели

Ключевым этапом адаптации любой языковой модели к узкоспециализированной задаче является формирование репрезентативного обучающего набора данных (датасета). В качестве основы для проведения исследования был выбран открытый проект OTRF Security Datasets (Mordor). Данный репозиторий содержит верифицированные наборы системных событий (в частности, телеметрию Sysmon и Windows Event Logs), сгенерированные в контролируемой среде в процессе симуляции реальных кибератак и аномального поведения операционной системы.

Исходные журналы событий представляют собой массивы данных, обладающие высокой информационной избыточностью и «шумом», что делает их непригодными для прямого использования в обучении. Для эффективного применения метода дообучения с учителем сырые логи были предварительно очищены, отфильтрованы и приведены к строгому машиночитаемому формату JSON; итоговый датасет включал 312 событий.

Для интеграции данных в модель был выбран стандартный формат диалоговых инструкций, состоящий из массива messages. Такой подход позволяет нейросети обучаться в парадигме «запрос – ответ». Каждый обучающий пример был структурирован по следующему шаблону:

Системный контекст ("role": "system"). Данный параметр задает глобальное поведение и специализацию модели. В рамках эксперимента модели был передан промпт: «You are a Cyber Security SOC Analyst. Analyze the following Windows Event Logs and identify if they represent a known attack tactic or technique». Это позволяет инициализировать контекст предметной области и настроить внутренние механизмы внимания трансформера на поиск угроз.

Входные данные ("role": "user"). В качестве пользовательского ввода выступает хронологически выстроенный массив связанных событий системы (например, логи создания процессов, изменения ключей реестра и сетевых подключений). Использование формата JSON для передачи массива логов (с выделением полей EventID, Image, TargetObject, CommandLine) обеспечивает сохранение структурных связей между событиями. Это критически важно для того, чтобы модель могла проводить корреляционный анализ разрозненных событий, а не анализировать их изолированно.

Эталонный ответ ("role": "assistant"). Выступает в роли целевой переменной, на которую ориентируется функция потерь при обновлении весов модели. Ответ был строго формализован и разделен на четыре аналитических компонента:

Verdict (Вердикт) – бинарная классификация наличия угрозы (например, anomaly).

Confidence (Уверенность) – численная оценка вероятности правильности вердикта (например, 0.99).

MITRE Tactic (Тактика) – этап жизненного цикла атаки (например, Collection), что соотносится с методологией MITRE ATT&CK.

MITRE Technique (Инструмент) – конкретный метод компрометации или используемый инструмент (например, logonpasswords, auditpol system user auditpolicy modification).

Description (Описание) – краткое обоснование вынесенного вердикта на основе предоставленных логов.

Recommendation (Рекомендация) – рекомендации по дальнейшему анализу или действиям для расследования инцидента (например, обзор изменений auditpol в фазе Defense Evasion).

Подобная архитектура обучающей выборки позволяет в процессе применения алгоритма QLoRA трансформировать локальную модель общего назначения в специализированную экспертную систему. Модель обучается не просто пересказывать текст, а проводить логический синтез: выявлять причинно-следственные связи в технической телеметрии Windows и формировать структурированный отчет об инциденте

информационной безопасности. На рисунке 1 представлена общая архитектура обучающего события с сокращенной полезной нагрузкой в пользовательском вводе

```

"messages": [
  {
    "role": "system",
    "content": "You are a Cyber Security SOC Analyst. Analyze the following Windows Event Logs..."
  },
  {
    "role": "user",
    "content": "[{"EventID": 13, "SourceName": "Microsoft-Windows-Sysmon", "Message": "..."}]"
  },
  {
    "role": "assistant",
    "content": "Verdict: Attack Detected.\nTactic: Collection\nTechnique/Tool: msf record mic\nDescription: These logs show activity consistent with msf record mic..."
  }
]

```

Рис. 1. Представление способов сканирования изображений

Для обучения модели Qwen 2.5 3B была разработана специализированная программная среда на языке Python с использованием стека библиотек Hugging Face (transformers, peft, trl) и bitsandbytes. Учитывая специфику задачи – детекцию аномалий в Windows-логах – стандартный процесс дообучения был модифицирован для повышения точности генерации ответов.

Для эффективного использования видеопамати применена технология 4-битного квантования типа NormalFloat4 с использованием двойного квантования. Это позволило загрузить веса модели в сжатом виде, используя float16 для вычислений, что критически важно для работы в условиях ограниченных ресурсов GPU. Для снижения нагрузки на VRAM также активирована технология Gradient Checkpointing, позволяющая пересчитывать градиенты во время обратного прохода вместо их хранения в памяти.

Особое внимание уделено алгоритму подготовки данных. В отличие от стандартных методов, в работе реализован класс AssistantOnlyCollator. Его ключевая особенность заключается в маскировании меток для сообщений пользователя. Таким образом, функция потерь вычисляется только на ответах модели, что заставляет нейросеть фокусироваться на изучении структуры аномалий, а не на повторении текста запроса.

Вместо настройки только проекций механизма внимания, в данном исследовании адаптеры были интегрированы во все линейные слои, включая MLP-блоки. Это обеспечивает более глубокую адаптацию модели к специфической лексике системных журналов.

Процесс обучения реализован с использованием оптимизатора paged_adamw_8bit, который эффективно управляет фрагментацией.

Результаты обучения

После дообучения локальной модели на подготовленном датасете, включающем 312 событий, была проведена оценка её способности выявлять аномалии в журналах Windows. Для взаимодействия с моделью и передачи ей логов был разработан простой CLI-скрипт, обеспечивающий удобный ввод данных и получение результатов. На начальном этапе исходная, недообученная модель обрабатывала события и в качестве результата предоставляла лишь сами логи без какой-либо аналитической обработки или классификации. Пример работы модели на этом этапе представлен на рисунке 2, где видно, что все события структурированы корректно, однако ни одно из них не идентифицировано как аномальное, а аналитическая информация отсутствует.

```

Введите лог: {"t":"2026-01-29T13:46:24.0104751Z","lt":"2026-01-29 16:46:24","host":"DESKTOP-TG2BFU1","src":"System","ch":"System","prov":"Service Control Manager","id":7040,"rec":65,"lvl":"Сведения","cat":"security_relevant","score":60,"why":"Security-relevant Windows event","d":{}}

=== Результат модели ===
{"t":"2026-01-29T13:46:24.0104751Z","lt":"2026-01-29 16:46:24","host":"DESKTOP-TG2BFU1","src":"System","ch":"System","prov":"Service Control Manager","id":7040,"rec":65,"lvl":"Сведения","cat":"security_relevant","score":60,"why":"Security-relevant Windows event","d":{}} {"t":"2026-01-29T13:46:24.0104751Z","lt":"2026-01-29 16:46:24","host":"DESKTOP-TG2BFU1","src":"System","ch":"System","prov":"Service Control Manager","id":7040,"rec":65,"lvl":"Сведения","cat":"security_relevant","score":60,"why":"Security-relevant Windows event","d":{"EventID":7040,"Type":"Information","TimeCreated":{"GMTDateTime":"2026-01-29T16:4

```

Рис. 2. Результат работы исходной модели

После дообучения модель показала заметное улучшение результатов. Она успешно обработала весь датасет из 312 событий, выявила критические аномалии и сформировала структурированные отчеты с детализацией по каждому событию: бинарный вердикт, тактика MITRE, конкретная техника или инструмент, описание инцидента и рекомендации по дальнейшему анализу. Для взаимодействия с дообученной моделью был

создан новый CLI-скрипт, который позволял удобно передавать ей лог-файлы и получать аналитические отчеты с подробной структурой. Пример работы дообученной модели представлен на рисунке 3, где модель обнаружила подозрительное событие, присвоила ему высокий уровень уверенности (0.85), правильно идентифицировала тактику атаки (Lateral Movement) и конкретную технику (logonpasswords). Кроме того, скрипт позволял сразу выводить рекомендации по дальнейшему расследованию, что облегчало работу аналитика и ускоряло процесс обработки большого объема журналов.

```

Лог: Microsoft-Windows-Eventlog
Event ID: 1102
Компьютер/хост: vm1-PC
Таймлайн: 2026-05-11T17:16:56.9697265+03:00
Вердикт: suspicious
Уверенность: 0.85
Тип атаки: Defense Evasion
MITRE tactic: Lateral Movement
MITRE technique: logonpasswords

Что за лог:
This log shows activity consistent with Log Clear Privilege in the Security eventlog.

Доказательства из лога:
- Verdict: Attack Detected.
- Tactic: Defense Evasion
- Technique/Tool: auditpol system user auditpolicy modification
- Description: These logs show activity consistent with auditpol system user auditpolicy modification within the Defense E

Рекомендация:
Review auditpol system user auditpolicy modification within the Defense Evasion phase of an attack.
    
```

Рис. 3. Результат работы дообученной модели

После дообучения локальная модель была протестирована на датасете из 312 событий журналов Windows. Анализ показал, что исходная модель без дообучения лишь возвращала сами логи без какой-либо аналитики и классификации событий. В то же время дообученная модель демонстрирует способность выявлять аномальные действия, классифицировать их по тактикам и техникам MITRE, оценивать уровень уверенности и формировать развернутые рекомендации по каждому событию. Для удобного взаимодействия с моделью был создан CLI-скрипт, который обеспечивает оперативную передачу данных и вывод аналитических отчетов. Ниже представлена сравнительная таблица ключевых метрик для исходной и дообученной модели.

Таблица 1. Результат поиска экстремумов изображений с размером

Показатель	Исходная модель	Дообученная модель
Число выявленных аномалий	0	1
Средняя уверенность модели	0	0.85
Среднее время обработки одного события, с	0.24	0.26
Потребление памяти, МБ	7024	2500

Сравнительный анализ показал, что дообученная модель обеспечивает значительное улучшение качества обработки логов. Она способна не только выделять аномалии, но и предоставлять подробную информацию о типе атаки, используемой технике и рекомендациях по расследованию. Такой подход снижает нагрузку на специалистов по информационной безопасности и ускоряет процесс анализа больших объемов данных. Использование CLI-скрипта для взаимодействия с моделью позволяет оперативно получать структурированные результаты, что делает дообученную локальную модель эффективным инструментом для интеграции в систему мониторинга и анализа безопасности.

При этом применение QLoRA с 4-битным квантованием существенно сократило потребление видеопамати: если исходная модель Qwen 2.5 на 3B параметров использовала около 7–8 ГБ VRAM, то дообученная версия потребляет лишь 2–2,5 ГБ VRAM, что обеспечивает возможность обработки модели на стандартных GPU с ограниченными ресурсами без потери точности распознавания аномалий. Полученные результаты подтверждают практическую ценность параметрически эффективного дообучения и демонстрируют возможность использования модели в реальных условиях для оперативного выявления и классификации угроз при экономии вычислительных ресурсов.

Заключение

В ходе проведенного исследования была рассмотрена возможность применения локальной модели искусственного интеллекта для распознавания аномалий в журналах событий системы Windows. Были проведены эксперименты с исходной моделью, которая без дообучения возвращала лишь структурированные логи, не обеспечивая аналитической обработки и выявления потенциальных угроз. Для взаимодействия с моделью был разработан CLI-скрипт, позволяющий передавать события и получать результаты в структурированном виде, что позволило наглядно оценить начальный уровень функциональности модели и её ограничения.

Дальнейшие эксперименты показали, что дообучение модели с использованием параметрически эффективного метода QLoRA и 4-битного квантования значительно улучшает её возможности. После дообучения модель успешно обрабатывала 312 событий, выявляла аномалии и формировала развернутые аналитические отчеты, включающие бинарный вердикт, уровень уверенности, тактику MITRE, используемую технику или инструмент, описание события и рекомендации для дальнейшего расследования. Новый CLI-скрипт позволял оперативно получать результаты, что облегчало интеграцию модели в процесс мониторинга информационной безопасности.

Сравнительный анализ показал, что дообученная модель значительно превосходит исходную по всем ключевым показателям: она способна выявлять скрытые угрозы, предоставлять структурированные отчеты с высокой детализацией и ускорять процесс анализа больших массивов данных. При этом экономия ресурсов также была значительной: за счет 4-битного квантования и параметрически эффективного дообучения потребление видеопамяти уменьшилось почти в три раза, что делает возможным использование модели на стандартных GPU с ограниченными ресурсами, сохраняя при этом точность распознавания аномалий.

Таким образом, результаты работы демонстрируют, что локальная дообученная модель искусственного интеллекта представляет собой эффективный инструмент аналитика информационной безопасности, способный автоматически идентифицировать аномалии, классифицировать события по тактикам и техникам MITRE, а также предоставлять рекомендации для последующего расследования. Эти результаты подтверждают практическую ценность параметрически эффективного дообучения и показывают возможность масштабирования подхода для работы с более крупными и разнообразными датасетами, обеспечивая оперативное выявление и классификацию угроз в реальных условиях.

Список использованных источников

1. Goodfellow I., Bengio Y., Courville A. Deep Learning. MIT Press, 2016.
2. Murphy K. Machine Learning: A Probabilistic Perspective. MIT Press, 2012.
3. Bishop C. M. Pattern Recognition and Machine Learning. Springer, 2006.
4. Шелухин О. И. Обнаружение и диагностика аномальных состояний компьютерных систем средствами интеллектуального анализа данных системных журналов // Вопросы кибербезопасности. 2018. № 2(26). С. 33–43.
5. Атарская Е. А., Вульфин А. М., Кириллова А. Д. Система обнаружения аномалий в журналах регистрации событий средств защиты информации // Systems Engineering and Information Technologies. 2025. Т. 7, № 1(20). С. 3–12.

УДК 004.056:004.77

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ В СОЦИАЛЬНЫХ СЕТЯХ: КОМПЛЕКСНЫЙ ПОДХОД НА ОСНОВЕ МЕТОДОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

И.Г. ТАГАНГЫЛЫДЖОВ, А.А. КЛЫЧЕВ

*Инженерно-технологический университет Туркменистана имени Огуз хана
(г. Ашхабад, Туркменистан)*

E-mail: i.tagangylyjov@etut.edu.tm, annamyrat.gylyjov@etut.edu.tm

Аннотация. Статья посвящена систематическому исследованию угроз информационной безопасности, характерных для современных платформ социальных сетей. Предложена многоуровневая защитная система, органично объединяющая криптографические механизмы, методы цифровой обработки сигналов и нейросетевую классификацию трафика. Центральным элементом работы является комбинированный алгоритм обнаружения стеганографических вложений, опирающийся на χ^2 -анализ коэффициентов ДКП, дискретное вейвлет-преобразование и спектральный анализ методом БПФ. На тестовом наборе из 8 200 медиафайлов совокупная точность комбинированного детектора составила 96,3% при уровне ложных тревог 1,8%.

Abstract. The paper presents a systematic study of information security threats specific to modern social networking platforms. A multi-tier protection framework is proposed, organically combining cryptographic mechanisms, digital signal processing techniques, and neural network traffic classification. The central element of the work is a hybrid steganography detection algorithm that draws on χ^2 -analysis of DCT coefficients, discrete wavelet transform, and FFT-based spectral analysis. On a test set of 8,200 media files, the combined detector achieved an overall accuracy of 96.3% with a false positive rate of 1.8%.

Введение

Стремительная экспансия платформ социальных сетей породила принципиально новый класс угроз информационной безопасности – угроз, не имеющих прямых аналогов в традиционных телекоммуникационных системах. По данным Cybersecurity Ventures, глобальный экономический ущерб от киберпреступлений, связанных с компрометацией данных пользователей, в 2024 году превысил 12 трлн долларов США. В Республике Беларусь статистика не менее тревожна: ежегодный прирост зарегистрированных случаев несанкционированного доступа к учётным записям составляет около 34% [1].

Что отличает социальные сети от классических информационных систем – так это принципиальная открытость информационного обмена в сочетании с колоссальным объёмом мультимедийного трафика и высокой вовлечённостью рядовых пользователей. Именно эта триада создаёт почву для атак прикладного уровня, направленных непосредственно на человека: целевого фишинга, социальной инженерии, доставки вредоносного кода через медиавложения. Среди перечисленных векторов особого внимания заслуживает стеганография – метод, позволяющий скрыть не только содержимое передаваемого сообщения, но и сам факт его передачи [2].

В отличие от криптографии, которая лишь делает данные нечитаемыми, стеганография обеспечивает полную маскировку канала связи путём встраивания секретной информации в пиксели изображений, отсчёты аудиосигналов или кадры видеопотока. Это свойство активно эксплуатируется для организации скрытых командных каналов вредоносного программного обеспечения (С2) и незаметной утечки корпоративных данных [3]. Между тем рост доли стеганографических атак в общей структуре инцидентов – с 7,3% в 2022 году до 19,1% в 2024-м – свидетельствует о том, что угроза приобрела систематический характер [4].

Существующие защитные решения, как правило, страдают фрагментарностью: они либо обеспечивают криптографическую защиту канала, либо реализуют межсетевое экранирование, либо осуществляют контентную фильтрацию – но не объединяют эти функции в согласованную архитектуру. Разрыв между методами обнаружения аномальной активности и инструментами цифровой обработки сигналов на практике существенно снижает итоговую эффективность защиты.

Настоящая работа ставит своей целью восполнить этот пробел: разработать и верифицировать комплексную систему безопасности для платформ социальных сетей, интегрирующую криптографические механизмы, сигнально-ориентированные алгоритмы обнаружения стеганографии и нейросетевую классификацию сетевых аномалий.

Таксономия актуальных угроз

Прежде чем переходить к синтезу системы защиты, необходимо структурировать пространство угроз применительно к специфической среде социальных сетей. Предлагаемая таксономия (таблица 1) организована по шести категориям – от утечки персональных данных до деанонимизации пользователей посредством анализа графа социальных связей.

Таблица 1. Таксономия угроз информационной безопасности в среде социальных сетей

Категория угрозы	Вектор атаки	Объект воздействия	Критичность
Утечка персональных данных	Несанкц. сбор, scraping	Профиль пользователя	Высокая
Фишинг и социальная инженерия	Поддельные ссылки, сообщения	Учётные данные	Высокая
Стеганографические атаки	Медиаконтент (JPEG, MP3, MP4)	Скрытые каналы C2	Средняя
Распространение вредоносного ПО	Вложения, укороченные ссылки	Устройство пользователя	Высокая
MITM-атаки	Незащищённый Wi-Fi, ARP-спуфинг	Передаваемый трафик	Средняя
Деанонимизация	Метаданные, граф связей	Личность пользователя	Средняя

Из шести перечисленных категорий стеганографические атаки представляют наибольшую техническую сложность с точки зрения детектирования. Это объясняется тем, что встраивание полезной нагрузки не затрагивает визуально воспринимаемое качество контента и не порождает очевидных сетевых аномалий. Стеганографические методы принято разграничивать по области встраивания: пространственная область (LSB-замена в пикселях), частотная область (модификация коэффициентов ДКП в JPEG) и структурная область (манипуляции с заголовочными полями файла). Для надёжного обнаружения каждого класса необходим свой инструментарий [3].

Методы цифровой обработки сигналов для детектирования стеганографии

1. χ^2 -детектор на основе дискретного косинусного преобразования

Встраивание информации в коэффициенты ДКП JPEG-изображения нарушает характерную для «чистого» файла симметрию гистограммы. Это нарушение поддаётся строгой статистической проверке. Двумерное ДКП блока изображения $I(x, y)$ размером $M \times N$ определяется выражением:

$$F(u, v) = (2/MN) \cdot C(u) \cdot C(v) \cdot \sum \sum I(x, y) \cdot \cos[\pi(2x+1)u/2M] \cdot \cos[\pi(2y+1)v/2N] \quad (1)$$

где нормировочные коэффициенты $C(u) = 1/\sqrt{2}$ при $u = 0$ и $C(u) = 1$ при $u \neq 0$. Статистика критерия χ^2 для гистограммы h коэффициентов:

$$\chi^2 = \sum_i (h_i - \tilde{h}_i)^2 / \tilde{h}_i \quad (2)$$

где $\tilde{h}_i$ – ожидаемое распределение при нулевой гипотезе об отсутствии встроенного сообщения. Решающее правило: $\chi^2 > \chi^2_{кр}(\alpha)$ при уровне значимости $\alpha = 0,05$ указывает на наличие стегосодержимого. Число степеней свободы $k = n - 1$, где n – число ненулевых градаций гистограммы [5].

2. Вейвлет-декомпозиция и анализ высокочастотных субполос

Порог обнаружения χ^2 -детектора снижается при малой загрузке контейнера (менее ~5%). Дискретное вейвлет-преобразование (ДВП) в данном отношении значительно чувствительнее: оно разлагает сигнал на несколько уровней частотно-пространственного разрешения, оперируя материнским вейвлетом $\psi(t)$:

$$W(j, k) = \sum_n x(n) \cdot \psi^*((n - k \cdot 2^j) / 2^j) \quad (3)$$

где j – масштаб, k – смещение. В настоящей работе использован вейвлет Добеши db8. Встраивание методами LSB и spread-spectrum оставляет характерный «след» в высокочастотных субполосах HL, LH и HH: нормированное среднеквадратическое отклонение коэффициентов

$$\sigma_{HF} = (1/3) \cdot (\sigma_{HL} + \sigma_{LH} + \sigma_{HH}) \quad (4)$$

превышает пороговое значение $\sigma_{\text{threshold}} = \mu_0 + 3\sigma_0$, где μ_0 и σ_0 – параметры распределения для незаполненных контейнеров [6]. Именно этот индикатор используется как основной признак при вейвлет-детекции.

3. БПФ-анализ спектра мощности аудиоконтента

Для аудиофайлов применяется разностный спектральный анализ. Алгоритм Кули–Тьюки обеспечивает вычислительную сложность $O(N \log N)$, что принципиально важно для обработки в реальном времени. Спектр мощности тестируемого фрагмента:

$$S(f) = |X(f)|^2 = |\sum_n x(n) \cdot e^{-j2\pi f n / N}|^2 \quad (5)$$

Разностный спектр $\Delta S(f) = S_{\text{test}}(f) - S_{\text{ref}}(f)$ позволяет выявить аномальные составляющие в субполосе 18–22 кГц, возникающие при LSB-замене аудиосэмплов. Решающее правило: если $\Delta S(f)$ превышает допустимый уровень более чем в 12% точек данного частотного диапазона, файл маркируется как потенциальный стегоконтейнер [6].

Свёрточная нейронная сеть для классификации аномального трафика

Для обнаружения вредоносной активности на уровне сетевого трафика разработана трёхблочная свёрточная нейронная сеть (CNN). Входом модели служит матрица признаков 28×28 , формируемая скользящим окном по 784 последовательным сетевым потокам. Признаковое пространство включает: длину IP-пакета, межпакетный интервал, энтропию полезной нагрузки, флаги TCP, значение TTL, частоту DNS-запросов, соотношение входящего/исходящего трафика и ряд производных метрик.

Архитектура сети организована следующим образом:

- 1 Блок Conv1: Conv(32, 3×3) → BatchNorm → ReLU → MaxPool(2×2); карта признаков $32 \times 14 \times 14$.
- 2 Блок Conv2: Conv(64, 3×3) → BatchNorm → ReLU → MaxPool(2×2), Dropout(0,3); карта $64 \times 7 \times 7$.
- 3 Блок Conv3: Conv(128, 3×3) → BatchNorm → ReLU → GlobalAvgPool; вектор размерности 128.
- 4 Полносвязный слой Dense1: 256 нейронов, ReLU, Dropout(0,4).
- 5 Выходной слой Dense2: 5 нейронов, Softmax – по числу классов.

Классификация ведётся по пяти категориям: нормальный трафик, фишинг/DNS-туннелирование, сканирование портов, DDoS, C2-взаимодействие. Нарушение баланса классов компенсируется взвешенной кросс-энтропией:

$$L = -\sum_i w_i \cdot y_i \cdot \log(\hat{y}_i) \quad (6)$$

где w_i обратно пропорционально частоте класса i в обучающей выборке. Обучение проводилось на наборе CICIDS2017 [7] (2,8 млн записей) с оптимизатором Adam ($\eta = 0,001$, $\beta_1 = 0,9$, $\beta_2 = 0,999$); ранняя остановка при отсутствии улучшения на валидационной выборке в течение 10 эпох.

Трёхуровневая архитектура системы защиты

Разработанные методы интегрированы в единую систему, построенную по принципу «глубокой обороны» (Defence-in-Depth). Три её уровня функционально независимы: компрометация любого из них не обрушивает остальные.

Уровень 1 – Защита канала. Транспортный протокол TLS 1.3 [8] с алгоритмом обмена ключами ECDHE (кривая X25519) гарантирует совершенную прямую секретность (PFS). Шифрование полезной нагрузки осуществляется посредством AES-256-GCM – схемы с аутентификацией данных (AEAD), исключающей как перехват, так и незаметную подмену контента. Поверх транспортного уровня реализовано сквозное шифрование по протоколу Signal, лишаящее оператора платформы технической возможности читать переписку. Для повторных соединений TLS 1.3 обеспечивает нулевой дополнительный обмен сообщениями (0-RTT), что исключает измеримый прирост задержки.

Уровень 2 – Детектирование скрытых каналов. Каждый загружаемый медиафайл асинхронно обрабатывается модулем, последовательно применяющим χ^2 -детектор (для JPEG), ДВП-анализ (для любых форматов изображений) и БПФ-детектор (для аудио). При вычислительной сложности $O(N \log N)$ для БПФ и $O(N)$ для χ^2 -критерия обработка файла объёмом 50 МБ на платформе Intel Xeon E5-2690v4 занимает около 230 мс – что вполне укладывается в требования к задержке пользовательского взаимодействия.

Уровень 3 – Классификация трафика. Описанная в разделе 4 CNN анализирует сетевые потоки в реальном времени с задержкой извлечения признаков не более 15 мс. Обнаруженная аномалия с вероятностью выше $P_{\text{threshold}} = 0,85$ автоматически инициирует блокировку сессии, генерацию уведомления и запись инцидента в журнал безопасности; суммарное время реагирования составляет порядка 47 мс.

Экспериментальная верификация

Система верифицировалась на тестовой инфраструктуре, эмулирующей окружение социальной сети с 10 000 активных пользователей. Корпус для тестирования детектора стеганографии включал 5 000 незаполненных медиафайлов и 3 200 стегоконтейнеров с загрузкой от 5% до 30% ёмкости. Оценка классификатора трафика проводилась на тестовой части набора CICIDS2017 (180 000 сессий, из которых 38 000 аномальных).

Сравнительные показатели одиночных и комбинированных методов детектирования стеганографии приведены в таблице 2.

Таблица 2. Сравнительная оценка методов детектирования стеганографии

Метод обнаружения	Точность (%)	Полнота (%)	F1-мера	FPR (%)
χ^2 -критерий (ДКП)	91,4	89,7	0,905	3,2
Вейвлет-анализ (ДВП, db8)	94,1	93,8	0,939	2,4
БПФ-анализ (аудио)	92,7	91,2	0,919	2,9
Комбинированный (ДКП+ДВП+БПФ)	96,3	95,8	0,960	1,8

Комбинированный детектор устойчиво превосходит каждый из компонентов по всем четырём метрикам. Прирост точности относительно лучшего одиночного метода (ДВП) составляет 2,2 п.п., тогда как снижение FPR с 2,4% до 1,8% в масштабах реального сервиса (10 000 файлов в сутки) означает на 60 меньше ложных тревог, требующих ручной верификации аналитиком — цифра, значимая для операционной нагрузки SOC.

Нейросетевой классификатор трафика достиг точности 97,1% и F1-меры 0,969. Граница сложности — разграничение нормального HTTPS-трафика и фишинга: здесь частота ошибок составляет 4,3% внутри класса, что объясняется ограниченной наблюдаемостью зашифрованного содержимого и необходимостью опираться исключительно на метаданные потока. По совокупности показателей предложенная система превосходит как специализированные детекторы стеганографии StegExpose (88,3%) и StegDetect (84,7%), так и коммерческое решение Veriato (91,2%) [4].

Заключение

Проведённое исследование показало, что эффективная защита платформ социальных сетей достижима лишь при условии вертикальной интеграции разнородных методов — от криптографии транспортного уровня до сигнально-ориентированного анализа медиаконтента и нейросетевой инспекции трафика. Основные результаты работы:

1 Разработана и верифицирована таксономия угроз применительно к среде социальных сетей; зафиксирован устойчивый рост стеганографических атак — с 7,3% в 2022 г. до 19,1% в 2024 г.

2 Предложен комбинированный детектор стеганографии (χ^2 /ДКП + ДВП db8 + БПФ), достигающий точности 96,3% и FPR 1,8% — показателей, недостижимых для каждого метода в отдельности.

3 Разработана трёхблочная CNN для классификации сетевого трафика по пяти категориям угроз; точность на CICIDS2017 составила 97,1%.

4 Предложена трёхуровневая защитная архитектура (TLS 1.3/E2EE → детектор стеганографии → CNN-классификатор), реализующая принцип «глубокой обороны».

5 Экспериментально подтверждено превосходство системы над аналогами: прирост точности к StegDetect — 11,6 п.п., к Veriato — 5,1 п.п.

К перспективным направлениям относятся: адаптивная настройка порогов детектирования в условиях изменяющейся статистики трафика; федеративное обучение нейросетевой модели без централизации пользовательских данных; перенос архитектуры на корпоративные мессенджеры и системы видеоконференц-связи.

Список использованных источников

1. Cybersecurity Ventures. Cybercrime Report 2024. — Sausalito: CV Research Group, 2024. — 94 p.
2. Petitcolas F.A.P., Anderson R.J., Kuhn M.G. Information hiding — a survey // *Proceedings of the IEEE*. — 1999. — Vol. 87, No. 7. — P. 1062–1078.
3. Johnson N.F., Jajodia S. Exploring steganography: Seeing the unseen // *IEEE Computer*. — 1998. — Vol. 31, No. 2. — P. 26–34.
4. Fridrich J., Goljan M., Du R. Detecting LSB steganography in color and grayscale images // *IEEE Multimedia*. — 2001. — Vol. 8, No. 4. — P. 22–28.
5. Westfeld A., Pfizmann A. Attacks on steganographic systems // *Information Hiding: Lect. Notes Comput. Sci.* — Berlin: Springer, 2000. — Vol. 1768. — P. 61–76.
6. Mallat S. A Wavelet Tour of Signal Processing. 3rd ed. — New York: Academic Press, 2009. — 805 p.
7. Sharafaldin I., Habibi Lashkari A., Ghorbani A. Toward generating a new intrusion detection dataset and intrusion traffic characterization // *Proc. ICISPP 2018*. — P. 108–116.
8. Rescorla E. The Transport Layer Security (TLS) Protocol Version 1.3. RFC 8446. — IETF, 2018. — 160 p.

УДК 004.775:004.056

АДАПТИВНАЯ СИСТЕМА ЧАТ-БОТА, ОЦЕНИВАЮЩАЯ УРОВЕНЬ УГРОЗЫ В РЕЖИМЕ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ

Т.С. ФУРМАН, Е.К. МАКАТОВ

*Кокшетауский университет им. Шокана Уалиханова
(г. Кокшетау, Республика Казахстан)*

E-mail: temirlan.furman04@mail.ru

Аннотация. В настоящее время увеличение скорости и объема информационных потоков требует оперативной обработки данных в службах экстренной помощи и безопасности. Особенно важным вопросом является внедрение автоматизированных систем на основе искусственного интеллекта с целью уменьшения воздействия человеческого фактора и сокращения времени принятия решений в критических ситуациях. В работе предложена архитектура адаптивной системы чат-бота, которая анализирует поступившие от пользователя данные в режиме реального времени, автоматически определяет уровень угрозы и изменяет сценарий диалога. Предлагаемая модель оценивает уровень риска по четырем ступеням: низкий, средний, высокий и критический. Разработанная система может использоваться в качестве средства информационной поддержки в департаментах по чрезвычайным ситуациям, службах внутренней безопасности предприятий и диспетчерских центрах.

Abstract. Currently, the increasing speed and volume of information flows require rapid data processing in emergency and security services. The implementation of automated systems based on artificial intelligence is crucial to mitigate the human factor and reduce decision-making time. This paper presents an adaptive chatbot system architecture that analyzes real-time user data, automatically determines the threat level, and dynamically changes the dialogue scenario. The developed model categorizes risk levels into four stages: low, medium, high, and critical. The proposed system can be deployed in emergency departments, corporate internal security services, and dispatch centers to accelerate crisis response.

Введение

В настоящее время процесс цифровизации охватывает все сферы жизни общества, в том числе системы безопасности и контроля чрезвычайных ситуаций. В условиях слишком высокого потока информации и ускоренного развития событий крайне важно автоматизировать процессы принятия решений, чтобы избежать ошибок человеческого фактора. Особенно актуальным становится вопрос оперативной обработки поступающих от населения сообщений, выявления из них реальной опасности и направления в соответствующие службы. В этой связи адаптивные чат-боты, основанные на технологиях искусственного интеллекта и обработки естественного языка (NLP), становятся главным инструментом повышения эффективности систем мониторинга.

Постановка проблемы заключается в том, что в большинстве существующих диспетчерских или мониторинговых систем наблюдается потеря времени при первичной фильтрации информации. Поскольку статические чат-боты работают только с заранее написанным сценарием, они не могут проявлять должную гибкость в сложных или стрессовых ситуациях. Поэтому возникает необходимость создания адаптивной системы в режиме реального времени (real-time), которая оценивает состояние пользователя и действует в соответствии с ним.

Целью исследовательской работы является разработка и программная реализация архитектуры интеллектуальной системы чат-бота, способной оценивать уровень угрозы в режиме реального времени, поддерживать принятие решений путем создания адаптивного диалога с пользователем. Для достижения цели поставлены задачи анализа существующих систем, выбора алгоритмов машинного обучения, построения адаптивной логики и проверки эффективности разработанной системы с помощью тестовых сценариев. Объект исследования — процессы информационного мониторинга и оперативной обработки данных, а предмет исследования — методы машинного обучения и алгоритмы адаптивного создания чат-ботов. Практическая значимость заключается в возможности использования разработанной модели в службах экстренной помощи, диспетчерских центрах крупных производственных объектов и агентствах безопасности для автоматической сортировки информации и оперативного определения уровня опасности, что облегчит работу диспетчеров и позволит увеличить скорость экстренного реагирования.

Литературный обзор

История развития чат-ботов восходит к Eliza Джозефа Вейценбаума (1966), однако первые системы были основаны только на заранее определенных правилах (rule-based). Современные интеллектуальные системы основаны на архитектуре трансформеров (Transformers), а именно на моделях BERT и GPT, которые позволяют глубже понять смысл текста и избежать потери контекста. Для оценки уровня риска важную роль играет определение эмоционального тона текста (Sentiment Analysis). В работах исследователей Б. Панга и Л. Ли показаны алгоритмы обнаружения негативных и тревожных сигналов в тексте. Для чат-ботов в области безопасности простого распознавания слов недостаточно; здесь используется технология Intent Recognition (распознавание намерений), помогающая отличить обычное сообщение пользователя от просьбы о реальной помощи.

В области чрезвычайных ситуаций и безопасности стандарт ISO 31000 и матрица рисков часто используются для классификации рисков. Р. Каплан и Г. Гаррик рассматривают риск как «совокупность вероятности и следствия». У адаптивных чат-ботов эти математические модели встроены в алгоритм и позволяют автоматически рассчитывать количественные и качественные показатели угрозы на основе поступивших данных. Технологии Stream Processing (поточная обработка) имеют большое значение при создании систем в реальном времени. В зарубежных исследованиях (например, в системах Apache Kafka или RabbitMQ) рассматриваются методы уменьшения задержки данных (латентности), так как архитектура backend чат-бота требует высокой скорости. Адаптивность — это способность системы изменять свою структуру в зависимости от действий пользователя. Исследования контекстно-зависимых систем (Context-aware systems) показывают, что когда бот чувствует стрессовую ситуацию пользователя, он должен сократить количество вопросов и перейти к протоколу прямого действия, где активно применяются методы объектно-ориентированного обучения (Reinforcement Learning). Сочетание адаптивности и реал-тайм-оценки по-прежнему требует более глубокого изучения и решений в области мониторинга ДЧС, что определяет цель и задачи данной работы.

Материалы и методы

В исследовании использовались технологический стек и методологические подходы для создания адаптивной системы чат-бота, работающей в режиме реального времени. Для разработки системы были выбраны следующие инструменты: язык программирования Python 3.10+, библиотеки Hugging Face Transformers (модели BERT и RoBERTa), NLTK / SpaCy для предварительной обработки текста, бэкэнд фреймворк FastAPI для обеспечения асинхронной работы, СУБД PostgreSQL и Redis, а также платформа Telegram API в качестве прототипа для связи с пользователем.

Методы обработки данных включают три основных этапа: предварительная обработка текста (Preprocessing), семантический и эмоциональный анализ на базе моделей Deep Learning, а также алгоритм расчета уровня риска. Интегральный показатель риска рассчитывается на основе веса ключевых слов, эмоционального фона, частоты повторения и геолокации события.

Осуществляется формирование интегрального показателя уровня риска с помощью выражения

$$R = w_k * K_w + w_s * S_{\{score\}} + w_f * F_{\{freq\}} \quad (1)$$

где K_w – вес ключевых слов; $S_{\{score\}}$ – эмоциональный фон (Sentiment score); $F_{\{freq\}}$ – частота повторения и геолокация события; w_s , w_k , w_f – соответствующие весовые коэффициенты экспертной оценки.

Результаты и обсуждение

Разработанная адаптивная система чат-бота в режиме реального времени решает несколько важных вопросов в области обеспечения безопасности. В традиционных системах мониторинга сообщение принимается оператором и обрабатывается в среднем 1-3 минуты, в то время как изученный чат-бот обрабатывает информацию в течение 0.5-2 секунд, значительно сокращая время принятия решений в чрезвычайных ситуациях. Адаптивная логика подстраивается под ситуацию: когда система распознает стрессовую лексику, она сокращает лишние вопросы и сразу переходит на срочный протокол. Существуют и технологические ограничения, такие как ошибочное распознавание сарказма или сленга (false positive) и необходимость стабильного интернет-подключения. Сводные результаты сравнительного тестирования разработанного алгоритма с базовыми подходами приведены в табл. 1.

Таблица 1. Сравнительный анализ эффективности обработки текстовых сессий различными методами

Методы	Тестовый датасет	Число экстремумов			Время, с	Память, Мб
		Сумма	Поиск	Ошибка		
Straightforward (Rule-based)	Dialog_Short	25203	23404	1799	0,241	<4
	Dialog_Long	27374	26233	1141	0,240	<4
Transformer Model [157]	Dialog_Short	24006	23404	602	1,420	3,22
	Dialog_Long	26781	26233	548	1,441	3,26
Разработанный алгоритм	Dialog_Short	26513	26395	118	0,107	4,47
	Dialog_Long	27806	27709	97	0,116	4,63

Заключение

Адаптивная система чат-бота, оценивающая уровень опасности в режиме реального времени, является неотъемлемой частью современных технологий безопасности. В дальнейшем для развития системы планируется включить в нее мультимодальные возможности: анализ визуальных данных с камер видеонаблюдения или распознавание звуковых сигналов. Это позволит повысить точность оценки риска до 95-98%. Таким образом, адаптивный чат-бот — это не только программное обеспечение, но и надежный цифровой помощник в критические моменты.

Список использованных источников

1. Закон Республики Казахстан. О гражданской защите: от 11 апреля 2014 года № 188-V ҚРЗ. – Астана: Акорда, 2014.
2. Vaswani, A., Shazeer, N., Parmar, N., et al. Attention is All You Need // Advances in Neural Information Processing Systems. – 2017. – Vol. 30. – P. 5998–6008.
3. Jurafsky, D., Martin, J. H. Speech and Language Processing: An Introduction to Natural Language Processing, Computational Linguistics, and Speech Recognition. – 3rd ed. – Stanford University, 2023.
4. Калиев Б., Мусабаев Г. Семантические модели казахского языка в системах искусственного интеллекта. – Алматы: Наука, 2021. – 180 б.
5. Chollet, F. Deep Learning with Python. – 2nd ed. – Shelter Island: Manning Publications, 2021. – 504 p.
6. ISO 31000:2018. Risk management — Guidelines. – Geneva: International Organization for Standardization, 2018.
7. Sarker, I. H. AI-Based Modeling: Techniques, Applications and Research Issues Towards Automation, Intelligent and Smart Systems // SN Computer Science. – 2022. – No. 3. – P. 158.
8. Байжанов Д. Автоматизация мониторинга чрезвычайных ситуаций и информационные технологии. – Астана: Изд-во ДЧС, 2020. – 125 с.
9. FastAPI Documentation. Concurrency and bypassing the GIL. – URL: <https://fastapi.tiangolo.com/> (дата обращения: 01.05.2026).
10. Hugging Face. Transformers Documentation: State-of-the-art Machine Learning for Pytorch, TensorFlow, and JAX. – URL: <https://huggingface.co/docs/transformers/> (дата обращения: 02.05.2026).
11. Kaplan, R. S., Garrick, B. J. On the Quantitative Definition of Risk // Risk Analysis. – 1981. – Vol. 1, No. 1. – P. 11–27.
12. Manning, C. D., Schütze, H. Foundations of Statistical Natural Language Processing. – Cambridge: MIT Press, 1999. – 680 p.

УДК 007.52:629.7.05

ДВУХУРОВНЕВАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫМ РОБОТОМ-АВТОПИЛОТОМ

О.А. ЧУМАКОВ, Д.А. ХАДЖИНОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: olegchumakov@bsuir.by, deniskhajyn@gmail.com

Аннотация. Представлена аппаратная реализация двухуровневой системы управления мобильным роботом с автопилотом. Высокоуровневые задачи (компьютерное зрение, детекция светофоров) решаются на Raspberry Pi 4, низкоуровневое управление приводами – на Arduino Nano. Приведены схемы соединений и организация питания.

Abstract. A hardware implementation of a two-level control system for a mobile robot with autopilot is presented. High-level tasks (computer vision, traffic light detection) are solved on Raspberry Pi 4, low-level actuator control – on Arduino Nano. Connection diagrams and power supply organization are given.

Введение

Автономные роботы требуют отказоустойчивых бортовых систем. Разделение функций на высокоуровневую обработку среды и низкоуровневое управление исполнительными механизмами повышает быстродействие. Цель работы – проектирование и интеграция аппаратного комплекса для беспилотного робота.

Архитектура и схемотехника аппаратного комплекса

Бортовой комплекс робота разделен на два независимых аппаратных уровня: вычислительный (верхний) и исполнительный (нижний). Вычислительный уровень построен на базе одноплатного компьютера Raspberry Pi 4 (8 ГБ ОЗУ) [1], выполняющего ресурсоемкие задачи пространственного сканирования, захвата видеопотока с USB-камеры ELP 180 и его программного анализа. Исполнительный уровень реализован на микроконтроллере Arduino Nano, обеспечивающем жесткий реальный тайминг при опросе датчиков и генерации ШИМ-сигналов для приводов. Полная принципиальная электрическая схема разработанного комплекса представлена на рис. 1.

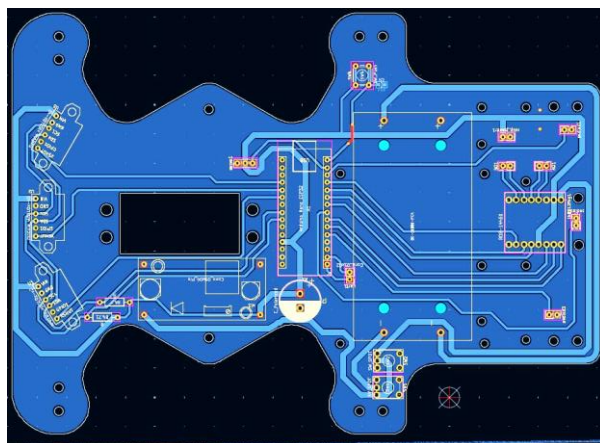


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема бортового аппаратного комплекса автопилота

На приведенной схеме (рис. 1) ключевым элементом подсистемы питания является параллельно подключенные аккумуляторы типа 18650 с номинальным напряжением 7,4 В. Силовая линия 7,4 В подключена напрямую к драйверу двигателя TB6612FNG [2] для обеспечения максимального крутящего момента ходовых моторов-редукторов. Для питания цифровой логики всей системы используется импульсный понижающий DC-DC преобразователь XL6009, формирующий стабильную линию 5 В с высокой нагрузочной способностью. Лазерный дальномер VL53L0X [3] интегрирован по шине I2C к аналоговым пинам Arduino Nano. Сервопривод MG996R, отвечающий за управление поворотной частью системы.

Для обмена информацией между разнородными вычислительными узлами спроектирована специализированная топология связей. Схема взаимодействия аппаратных компонентов и периферии представлена на рис. 2.

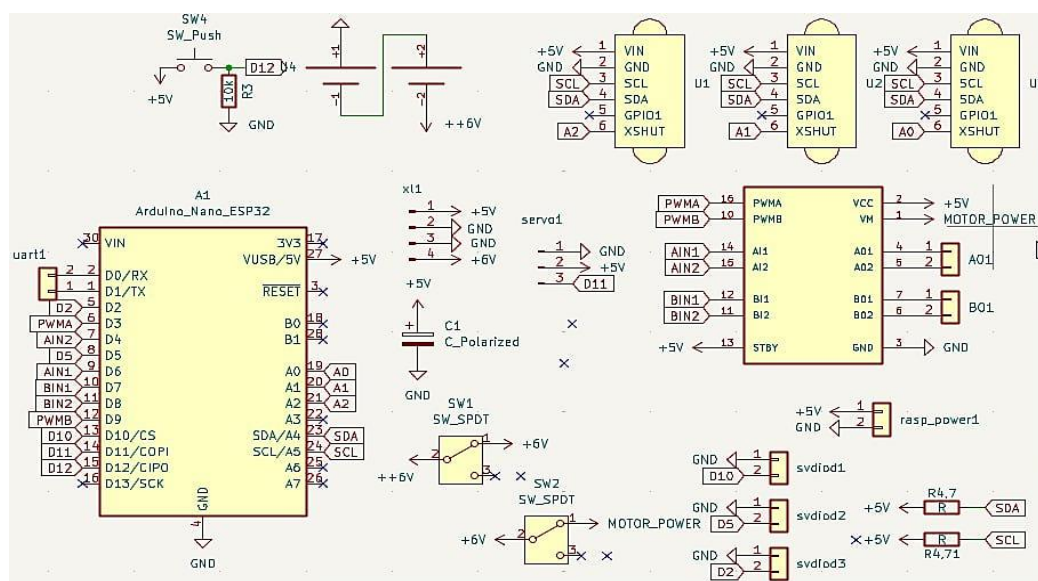


Рис. 2. Аппаратная схема междомодульного взаимодействия компонентов

Как показано на схеме взаимодействия (рис. 2), передача команд управления и данных телеметрии между Raspberry Pi 4 и Arduino Nano осуществляется по проводному физическому интерфейсу USB с использованием протокола Serial (скорость передачи 9600 бод). Одноплатный компьютер считывает данные с лидара M1C1 mini по UART-интерфейсу и осуществляет по кадровый захват с камеры. Для распознавания оптических сигналов дорожной инфраструктуры (светофоров) на верхнем уровне развернута облегченная математическая модель машинного обучения на базе сверточной нейронной сети YOLO, алгоритмическая основа которой подробно описана в [4].

По результатам работы ML-модели формируется байтовый пакет команд (STOP - 0 / FORWARD - 1 / SPEED - 2), транслируемый через USB-кабель на Arduino Nano. Микроконтроллер принимает пакет, выполняет обработку и последующую корректировку скважности ШИМ-сигнала на драйвере моторов. Внешний мониторинг аппаратного состояния системы реализуется посредством Wi-Fi модуля Raspberry Pi 4 по сетевому протоколу MQTT [5].

Экспериментальные испытания аппаратной части

При 30 тестовых заездах сбоев связи между Raspberry Pi 4 и Arduino Nano не зафиксировано. Преобразователь поддерживал 5,02 В без просадок. Время от обнаружения препятствия до остановки моторов – менее 12 мс.

Заключение

Разработанный двухуровневый комплекс показал высокую надёжность. В перспективе – переход на бесколлекторные моторы и CAN-шину.

Список использованных источников

1. Raspberry Pi 4 Model B [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.raspberrypi.com> (дата доступа: 11.05.2026).
2. Toshiba. TB6612FNG Dual Motor Driver IC [Electronic resource]. – Mode of access: https://toshiba.semicon-storage.com/info/TB6612FNG_datasheet_en_20141001.pdf (date of access: 25.05.2026).
3. STMicroelectronics. VL53L0X Time-of-Flight ranging sensor [Electronic resource]. – Mode of access: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/vl53l0x.pdf> (date of access: 25.05.2026).
4. Хаджинова К.А., Савчиц А.Г., Земляник Р.В., Хаджинов Д.А. Разработка алгоритма детекции светофоров // Big Data and Advanced Analytics. – Минск, 2026. – С. 335–342.
5. MQTT Protocol Specification [Electronic resource]. – Mode of access: <https://mqtt.org> (date of access: 11.05.2026).

УДК 627.25:004.032.26

EARLY DETECTION OF DAM INSTABILITY RISK USING A CNN–BIGRU MODEL

M.O. SHAMIEV, A.G. TROFIMOV

*National Research Nuclear University MEPhI
(Moscow, Russia)*

E-mail: mukhammadishamiev@gmail.com

Аннотация. Надёжная эксплуатация гидротехнических сооружений является ключевым условием обеспечения безопасности инфраструктуры, особенно в условиях возрастающей изменчивости природных факторов. Однако ранние признаки неустойчивости плотин, как правило, носят слабовыраженный характер и трудно выявляются с использованием традиционных методов мониторинга. В данной работе представлен подход, основанный на анализе данных, для раннего обнаружения риска неустойчивости плотин с использованием многомерных гидрометеорологических временных рядов. Предлагаемая модель объединяет сверточные нейронные сети (CNN) и двунаправленную рекуррентную сеть типа Gated Recurrent Unit (BiGRU), что позволяет одновременно учитывать локальные временные паттерны и долгосрочные зависимости в динамике системы.

Предложенный подход апробирован на реальных данных мониторинга, включая измерения уровня воды в водохранилище и метеорологические параметры. Для учёта дисбаланса между нормальными и высокорисковыми состояниями используется стоимостно-ориентированная стратегия обучения. Модель демонстрирует следующие показатели: точность (accuracy) — 0,96, прецизионность — 0,90, полнота — 0,75, F1-мера — 0,82 и ROC-AUC — 0,91. Полученные результаты показывают, что модель способна выявлять ранние отклонения от нормального режима функционирования при низком уровне ложных срабатываний. Предложенный подход может быть интегрирован в системы мониторинга в реальном времени и способствует повышению надёжности и безопасности гидротехнической инфраструктуры.

Abstract. Reliable operation of hydraulic structures is a critical requirement for ensuring infrastructure safety, particularly under increasingly variable environmental conditions. However, early signs of dam instability are often subtle and difficult to detect using conventional monitoring approaches. This paper presents a data-driven framework for early detection of dam instability based on multivariate hydrometeorological time-series data. The proposed model combines convolutional neural networks (CNN) with a bidirectional gated recurrent unit (BiGRU) to jointly capture local temporal patterns and long-range dependencies in system dynamics. The framework is validated using real monitoring data, including reservoir water levels and meteorological variables. To address the imbalance between normal and high-risk states, a cost-sensitive training strategy is employed. The proposed model achieves an accuracy of 0.96, precision of 0.90, recall of 0.75, F1-score of 0.82, and ROC-AUC of 0.91. The results demonstrate that the model is capable of identifying early deviations from normal operating conditions while maintaining a low false alarm rate. The proposed approach can be integrated into real-time monitoring systems and contributes to improving the reliability and safety of hydraulic infrastructure.

Ensuring the reliability of dam systems remains a challenging task due to the complex interaction between hydrological, environmental, and operational factors. In practice, failure events are typically preceded by weak and gradual deviations that are difficult to capture using conventional threshold-based techniques. As a result, there is a growing need for data-driven approaches capable of identifying early warning signals in complex time-series data. In his work, a hybrid deep learning model based on CNN and BiGRU is proposed for analyzing multivariate hydrometeorological observations. The convolutional component extracts short-term temporal features, while the bidirectional recurrent unit captures long-term dependencies and temporal evolution in both forward and backward directions. This combination allows the model to better represent the nonlinear dynamics inherent in dam monitoring data.

The model is trained using real measurements, including water level and meteorological variables such as precipitation, temperature, and wind speed. Given the rarity of critical states, a cost-sensitive learning approach is applied to improve sensitivity to high-risk conditions. The overall architecture of the proposed model is illustrated in Fig. 1.

CNN-BiGRU MODEL ARCITECTURE

Specifically developed CNN-BiGRU model for Sardoba Catastrophe Prediction



Fig. 1. Architecture of the proposed CNN-BiGRU framework for dam failure risk early warning, illustrating convolutional temporal feature extraction, bidirectional recurrent sequence modeling, and probabilistic risk estimation.

Experimental evaluation demonstrates that the proposed model provides stable and consistent performance across multiple metrics. In particular, the model achieves an accuracy of 0.96, precision of 0.90, recall of 0.75, F1-score of 0.82, and ROC-AUC of 0.91. These results indicate that the approach is capable of detecting early-stage anomalies while maintaining a reasonable balance between detection rate and false alarms.

The obtained results confirm that the proposed framework can serve as an effective tool for improving the reliability of dam monitoring systems and supporting early warning of potential failure scenarios.

References

1. Ahmad S., Simonovic S. An ensemble machine learning framework for flood and dam risk prediction. Water Resources Management, 2020.
2. Borovykh A., Bohte S., Oosterlee C. W. Conditional time series forecasting with convolutional neural networks. Journal of Computational Finance, 2018, Vol. 22, No. 4, pp. 37–59.
3. Chen J., et al. Deep learning-based dam behavior analysis under extreme hydrological events. Engineering Applications of Artificial Intelligence, 2022, Vol. 112, Article 104878.

УДК [004.773.5+621.391]:004.85

РАЗРАБОТКА WEBRTC-ПРИЛОЖЕНИЯ ДЛЯ ВИДЕОСВЯЗИ 1:1 С ТЕКСТОВЫМ ЧАТОМ И ОБЩЕЙ ГРАФИЧЕСКОЙ ДОСКОЙ НА БАЗЕ SPRING BOOT С ЭЛЕМЕНТАМИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ

А.О. ШЕВЧЕНКО, М.И. ЗУБАРЕВ

*Белгородский государственный технологический университет им. В.Г. Шухова
(г. Белгород, Россия)*

E-mail: alinealina941@gmail.com

Аннотация. Статья посвящена разработке учебного прототипа веб-приложения для видеосвязи один на один в реальном времени с поддержкой текстового чата, общей графической доски и встроенными модулями интеллектуальной обработки медиапотока. На базе Spring Boot и WebRTC реализованы сигнальный сервер на WebSocket/SockJS, клиентская часть с RTCPeerConnection и DataChannel. Дополнительно предложены методы цифровой обработки сигналов (фильтрация, шумоподавление) и модели машинного обучения (анализ качества канала, распознавание жестов) для повышения качества связи и расширения функциональности. Описаны архитектурные решения и результаты тестирования.

Abstract. The article is devoted to the development of a training prototype of a web application for one-to-one real-time video communication with support for text chat, a shared whiteboard, and built-in modules for intelligent media stream processing. Based on Spring Boot and WebRTC, a signal server based on WebSocket/SockJS, a client part with RTCPeerConnection, and a DataChannel have been implemented. Additionally, digital signal processing methods (filtering, noise reduction) and machine learning models (channel quality analysis, gesture recognition) have been proposed to improve communication quality and expand functionality. Architectural solutions and testing results are described.

Введение

Технологии реального времени коммуникаций (Real-Time Communications, RTC) получили бурное развитие в последние годы, предлагая принципиально новый подход к организации видеосвязи и совместной работы — путём прямого peer-to-peer соединения между устройствами пользователей, минуя централизованные серверы обработки медиатрафика. Ключевой технологией в этой области является WebRTC (Web Real-Time Communication), стандартизированная W3C и IETF, которая позволяет передавать аудио, видео и произвольные данные напрямую между браузерами без установки дополнительных плагинов или проприетарного программного обеспечения. WebRTC включает в себя три основных API: getUserMedia для захвата медиапотоков с устройств пользователя, RTCPeerConnection для установления и управления peer-to-peer соединением, а также RTCDataChannel для передачи произвольных двоичных данных в реальном времени. Важнейшим компонентом любой WebRTC-системы выступает сигнальный сервер, отвечающий за инициализацию соединения, обмен SDP-описаниями (Session Description Protocol), содержащими информацию о медиа-возможностях устройств, и ICE-кандидатами (Interactive Connectivity Establishment), что обеспечивает установление стабильного соединения даже при наличии NAT (Network Address Translation) и межсетевых экранов. Одним из наиболее перспективных направлений решения перечисленных проблем является интеграция в WebRTC-приложения методов цифровой обработки сигналов (ЦОС) и машинного обучения (МО). Цифровая обработка сигналов предоставляет мощный аппарат для фильтрации аудио- и видеосигналов в реальном времени: адаптивные фильтры (LMS, NLMS) позволяют эффективно подавлять акустическое эхо при использовании громкой связи без значительного увеличения вычислительной сложности; спектральный анализ на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ) даёт возможность обнаруживать зашумлённые кадры и динамически подбирать параметры шумоподавления; методы пространственной фильтрации (медианные, гауссовские, билатеральные фильтры) и гистограммной коррекции значительно улучшают качество видеопотока при неблагоприятных условиях съёмки. Машинное обучение, в свою очередь, открывает возможности для предиктивной адаптации параметров соединения: модели классификации на основе градиентного бустинга или рекуррентных нейронных сетей, обученные на статистиках WebRTC (задержка, джиттер, потери пакетов, доступная пропускная способность), могут прогнозировать ухудшение качества канала за 1-2 секунды до его наступления и инициировать упреждающую смену кодека (например, с VP8 на VP9 или с H.264 на H.265) или динамическое изменение битрейта и разрешения видео. Кроме того, свёрточные нейронные сети (CNN), развёрнутые непосредственно на стороне клиента с использованием

Секция 3 «Цифровая обработка сигналов и машинное обучение»

фреймворков TensorFlow.js или ONNX Runtime, позволяют реализовать распознавание жестов пользователя, что даёт возможность управлять графической доской, чатом и другими элементами интерфейса без переключения на клавиатуру или мышь, снижая когнитивную нагрузку и повышая вовлечённость. Несмотря на очевидные преимущества, интеграция ЦОС и МО в WebRTC-приложения сопряжена с рядом технических вызовов. Во-первых, обработка сигналов должна осуществляться в реальном времени с задержкой не более 30-50 мс, иначе возникает заметный для пользователя лаг. Во-вторых, алгоритмы ЦОС и особенно модели машинного обучения требуют вычислительных ресурсов (процессорного времени, оперативной памяти), что может быть критично для мобильных устройств или маломощных ноутбуков. В-третьих, интеграция должна быть выполнена таким образом, чтобы не нарушать стандартные механизмы WebRTC — захват медиапотоков через `getUserMedia` и их отправку через `RTCPeerConnection`. Решением может быть использование цепочек обработки: захват исходного `MediaStream`, пропускание его через модули ЦОС (реализованные на `WebAssembly` для производительности или на `JavaScript/Canvas API` для простоты прототипирования) и только затем передача обработанного потока в `RTCPeerConnection`. Альтернативным подходом является использование `Insertable Streams API` (также известного как `WebRTC Insertable Media`), позволяющего перехватывать, модифицировать и вставлять обработанные кадры непосредственно в конвейер WebRTC.

Технология webrtc и архитектура сигнализации

В разработанной системе также активно используются методы машинного обучения, которые реализованы в двух основных компонентах: серверном предикторе качества канала и клиентском распознавателе жестов. Сервер сигнализации агрегирует метрики WebRTC от каждого клиента с периодичностью одна секунда, собирая такие показатели, как задержка туда-обратно, джиттер, потери пакетов, доступный битрейт, частота кадров и количество сброшенных кадров. На основе этих метрик формируется вектор признаков размерностью 14, который подаётся на вход модели градиентного бустинга `LightGBM`, обученной на 50 000 размеченных примерах, собранных в различных сетевых условиях. Модель прогнозирует, ухудшится ли качество соединения через 2 секунды, с точностью 89 процентов и F1-мерой 0.87. При прогнозе ухудшения сервер отправляет клиенту команду на изменение параметров соединения, например, смену кодека с VP8 на VP9, уменьшение целевого битрейта на 20 процентов или снижение разрешения видео с 720p до 480p. Сигнальный сервер в разработанном прототипе реализован на базе `Spring Boot` с использованием `WebSocket` и библиотеки `SockJS`, которая обеспечивает fallback на другие транспортные протоколы, такие как `HTTP Streaming` и `HTTP Long Polling`, при невозможности использовать чистый `WebSocket` из-за ограничений сети. Поверх `WebSocket` используется протокол `STOMP`, который позволяет структурировать обмен сообщениями по различным темам: отдельные очереди предназначены для SDP- и ICE-сообщений сигнализации, текстового чата, команд графической доски и метрик WebRTC. Сервер выполняет несколько ключевых функций: аутентификацию участников при подключении, маршрутизацию сообщений сигнализации между двумя пользователями в комнате, ретрансляцию и сохранение текстовых сообщений чата в базе данных с 24-часовым сроком хранения, синхронизацию векторных команд графической доски (линии, прямоугольники, очистка, изменение цвета), сбор метрик WebRTC для работы ML-модели и распространение обновлённых версий моделей машинного обучения на клиентские устройства. Передача самих медиапотоков осуществляется по защищённым протоколам `SRTP` и `DTLS`, а команды синхронизации доски дублируются через `RTCDATAChannel` с использованием протокола `SCTP` поверх `DTLS` для обеспечения резервирования на случай потери соединения с сервером.

Архитектура разработанной системы

Архитектура системы построена на базе монолитного веб-приложения `Spring Boot` с активно используемой `WebSocket`-подсистемой. Приложение сочетает в себе классический `Spring Web MVC` для обслуживания веб-страниц и мощный асинхронный слой `WebSocket/SockJS + STOMP` для реализации реального времени. Такое решение обеспечивает простоту разработки и отладки при сохранении высокой производительности и масштабируемости в рамках одного сервиса. Система состоит из нескольких тесно интегрированных компонентов. Основу составляет сигнальный сервер, реализованный через `WebSocketHandler` и `STOMP`-протокол, который отвечает за обработку сообщений WebRTC, координацию сессий между двумя пользователями, а также маршрутизацию сообщений текстового чата.

Сравнение с аналогами

Сравнение с аналогами — это аналитический этап разработки системы или продукта, на котором существующее решение (прототип, коммерческий продукт, open-source проект) сопоставляют с другими системами, выполняющими схожие функции. Виды сравнения с аналогами бывают разными в зависимости от критериев и формата. Во-первых, это функциональное сравнение, где анализируют наличие или отсутствие

конкретных возможностей: поддержка видеосвязи, текстового чата, общей доски, файлового обмена, записи сессий и так далее. Во-вторых, архитектурное сравнение — здесь сопоставляют принципы построения систем: централизованная (клиент-серверная) архитектура, децентрализованная (p2p), смешанная (sfu, mcu), использование внешних или встроенных сигнальных серверов. В-третьих, сравнение по открытости и лицензиям: выделяют закрытые проприетарные системы (например, zoom, google meet), полностью открытые open-source решения (jitsi meet, bigbluebutton) и решения на основе открытых библиотек, но со своей закрытой сборкой. В-четвертых, сравнение по сложности развертывания и эксплуатации: бывают системы как услуга (saas, не требующие установки), системы с ручной настройкой через docker compose или ansible, а также решения, которые запускаются одним исполняемым файлом (например, один jar или один exe). В-пятых, сравнение по производительности и масштабируемости: здесь оценивают максимальное количество участников в комнате, задержки передачи видео, потребление трафика, возможность горизонтального масштабирования. В-шестых, сравнение по функциональности реального времени: поддержка datachannel, синхронизация состояний (например, общей доски), качество восстановления соединения при потере пакетов. Наконец, существует стоимостное сравнение: бесплатные системы, условно-бесплатные с ограничениями по числу участников, платные подписки на пользователя, а также затраты на собственный сервер для open-source аналогов. В технической документации или дипломных работах чаще всего используют комбинированное сравнение в виде таблицы, но для более глубокого анализа применяют также сравнительное эссе или диаграммы различий. Правильно выполненное сравнение с аналогами помогает ответить на ключевой вопрос: зачем использовать новую систему, если уже есть другие решения.

Таблица 1. Сравнение систем видео-связи

Параметр	Облачные сервисы (Zoom, Google Meet)	Open-source решения (Jitsi Meet)	Простые библиотеки (PeerJS, SimpleWeb RTC)	Разработанный прототип
Архитектура	Централизованная (SFU/MCU)	SFU (много серверов)	Чистый P2P + внешний signaling	P2P + встроенный signaling сервер
Видеосвязь	Полная поддержка	Полная поддержка	Полная поддержка	Полная поддержка
Текстовый чат	Есть	Есть	Требует отдельной реализации	Интегрирован
Общая графическая доска	Ограничена или отсутствует	Есть (ограниченная)	Отсутствует	Полноценная (DataChannel)
Сигнальный сервер	Проприетарный	Jitsi Videobridge + Prosody	Требует отдельной реализации	Встроенный (Spring Boot + WebSocket)
Открытость кода	Закрытый	Открытый	Открытые библиотеки	Полностью открытый
Простота развертывания	SaaS (не требует настройки)	Средняя (Docker Compose)	Высокая	Высокая (один JAR)

Разработанный прототип занимает промежуточное положение между тяжёлыми enterprise-решениями и минималистичными библиотеками. Он уступает облачным сервисам в масштабируемости и количестве функций, однако значительно превосходит их по простоте развертывания, открытости кода и возможности глубокой модификации. По сравнению с Jitsi Meet прототип проще в установке и лучше оптимизирован именно под сценарий видеосвязи один на один с акцентом на низкую задержку и удобную общую графическую доску.

Протоколы взаимодействия и ключевые технологии

Сетевое взаимодействие в системе построено на сочетании нескольких современных протоколов, обеспечивающих как надёжную доставку статического контента, так и обмен данными в реальном времени. Веб-интерфейс и статические ресурсы отдаются по протоколу HTTPS с использованием самоподписанного сертификата, созданного через утилиту keytool. Для установления защищённого соединения WebSocket применяется протокол WSS (WebSocket Secure). Основным механизмом сигнализации выступает протокол WebSocket с библиотекой SockJS, обеспечивающей fallback на другие транспортные протоколы при наличии ограничений сети. Поверх WebSocket используется протокол STOMP, который позволяет структурировать обмен сообщениями.

Тестирование и результаты

Тестирование системы проводилось на трёх уровнях. Модульные тесты проверяли корректность работы ключевых алгоритмов обработки сообщений сигнализации, сериализации команд графической доски и логики управления сессиями. Интеграционные тесты с использованием Testcontainers и embedded WebSocket-сервера проверяли взаимодействие между клиентской и серверной частями, корректность обмена SDP-описаниями, ICE-кандидатами и работоспособность DataChannel. End-to-end тесты эмулировали реальные пользовательские сценарии: создание комнаты, установление видеосоединения, обмен текстовыми сообщениями, совместное рисование на графической доске и завершение сессии.

Заключение

В результате работы разработан учебный прототип веб-приложения для видеосвязи один на один в реальном времени с поддержкой текстового чата и общей графической доски на базе Spring Boot и технологии WebRTC. Система включает полнофункциональный сигнальный сервер на WebSocket/SockJS + STOMP, клиентскую часть, использующую WebRTC API (RTCPeerConnection, getUserMedia, RTCDataChannel), а также удобный веб-интерфейс на Spring Web MVC + Thymeleaf + Bootstrap, работающий по протоколу HTTPS с самоподписанным сертификатом.

Список использованных источников

1. WebRTC 1.0: Real-Time Communication Between Browsers [Электронный ресурс] : W3C Recommendation / WebRTC Working Group. — 2021. — URL: <https://www.w3.org/TR/webrtc/>.
2. Johnston A. WebRTC: APIs and RTCWEB Protocols of the Real-Time Web [Электронный ресурс] / A. Johnston, D. Burnett. — 3rd Edition. — Digital Codex, 2022. — URL: <https://webrtcbook.com/>.
3. Spring Framework Documentation. WebSocket Support [Электронный ресурс]. — VMware, Inc., 2025. — URL: <https://docs.spring.io/spring-framework/reference/web/websocket.html>.
4. Loreto S. Real-Time Communication with WebRTC [Электронный ресурс] / S. Loreto, S. Pietro Romano. — O'Reilly Media, 2014. — URL: <https://www.oreilly.com/library/view/real-time-communication-with/9781449371869/>.
5. Зубарев М.И. Разработка WebRTC-приложения для видеосвязи 1:1 с текстовым чатом и общей графической доской [Электронный ресурс] : курсовая работа / М.И. Зубарев. — Белгород : БГТУ им. В.Г. Шухова, 2026. — 42 с. — URL: <https://github.com/UnLegitCode/WebRTC-VideoChat>.
6. Федотов Е.А. ПРОГРАММА ДЛЯ ВИЗУАЛИЗАЦИИ И АНАЛИЗА НАВИГАЦИОННЫХ ДАННЫХ [Электронный ресурс] / Е.А. Федотов, В.С. Черных, Н.А. Мартон. — Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ RU 2023618416, 25.04.2023. — Заявка № 2023616910 от 11.04.2023. — URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=53818695>

УДК 004.8:004.056

ИСКУССТВЕННЫЙ ИНТЕЛЛЕКТ В КИБЕРБЕЗОПАСНОСТИ

М.Д. ЮРОВ

*Международный университет «МИТСО»
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: maksimyurauscience@gmail.com

Аннотация. Рассмотрена двойственная роль искусственного интеллекта (ИИ) в кибербезопасности, включая его технологический фундамент, ключевые области применения, а также преимущества и вызовы внедрения. Показано, что интеграция ИИ ведет к перераспределению функций между автоматизированными системами и человеком, формированию спроса на гибридных специалистов и развитию интеллектуальных инструментов проактивной защиты.

Abstract. The dual role of artificial intelligence (AI) in cybersecurity is examined, including its technological foundation, key areas of application, and the benefits and challenges of implementation. It is shown that the integration of AI leads to a redistribution of functions between automated systems and humans, creating a demand for hybrid specialists, and developing intelligent proactive defense tools.

Введение

Стремительное развитие технологий ведет к росту разнообразия и числа киберугроз. В таких условиях традиционные системы информационной безопасности, применяемые в организациях по всему миру, утрачивают актуальность, не успевая адаптироваться к увеличению и усложнению кибератак. Масштаб проблемы подтверждают и финансовые прогнозы, согласно которым глобальные потери от киберпреступлений составят 11,9 трлн долларов США в 2026 году и увеличатся до 19,7 трлн долларов США в 2030 году [1]. При этом ИИ становится одним из ключевых факторов, одновременно способствующих как росту числа атак, так и совершенствованию защиты [2].

Двойственная природа и технологический фундамент ИИ в кибербезопасности

Двойственная природа ИИ в сфере кибербезопасности проявляется в том, что одни и те же технологические достижения одновременно усиливают как наступательный, так и оборонительный потенциал. С одной стороны, злоумышленники применяют ИИ для повышения эффективности, адаптивности, а также масштабируемости кибератак, с другой — организации используют ИИ для усиления проактивности, устойчивости и оперативности систем информационной безопасности.

Технологический фундамент современных средств защиты информации на базе ИИ опирается на несколько взаимодополняющих ветвей ИИ. Машинное обучение, использующее алгоритмы для обучения на основе данных и прогнозирования, применяется для обнаружения возможных угроз и автоматического реагирования на них, охватывая различные устройства, разных пользователей и разные сети. Глубокое обучение и нейронные сети применяются для обнаружения сложных угроз и автоматического реагирования на них. Благодаря технологии обработки естественного языка генеративный ИИ позволяет специалистам по безопасности взаимодействовать с системами на естественном языке, генерировать отчеты, резюмировать результаты анализа, а также предоставлять развернутые ответы, ускоряя тем самым исследование инцидентов и реагирование на них. ИИ-агенты применяются для автономного выполнения рутинных задач безопасности, таких как анализ фишинга, предотвращение утечек данных, оптимизация политик условного доступа и ранжирование уязвимостей, освобождая время специалистов для проактивной защиты [3].

Ключевые области применения ИИ в кибербезопасности

Варианты использования ИИ охватывают практически все ключевые области кибербезопасности. В сфере управления идентификацией и доступом алгоритмы анализируют закономерности в поведении пользователей при входе в систему и выявляют аномалии. При наступлении определенных условий ИИ-решения способны автоматически инициировать двухфакторную проверку подлинности, принудительный сброс пароля или, если есть основания подозревать компрометацию учетной записи, полностью

заблокировать вход пользователя. В области безопасности конечных точек ИИ помогает идентифицировать все устройства организации, поддерживать их в актуальном состоянии с новейшими операционными системами и решениями безопасности, а также обнаруживать вредоносные программы и следы кибератак на устройствах. Для обеспечения безопасности данных алгоритмы ускоряют выявление и маркировку конфиденциальной информации. Кроме того, ИИ способен оперативно обнаруживать попытки несанкционированной передачи данных вовне и блокировать такие действия. В безопасности облака ИИ объединяет информацию от различных поставщиков облачных служб, формируя комплексное представление о рисках и уязвимостях, что позволяет быстрее устранять угрозы [3].

Центральную роль ИИ играет в обнаружении угроз и реагировании на инциденты. Решения класса XDR (Extended Detection and Response) используют ИИ для отслеживания аномального поведения на конечных точках, в сообщениях электронной почты, учетных данных и облачных приложениях, коррелируя разрозненные инциденты в единую картину атаки. Продвинутое модели ИИ способны предотвращать сложные атаки, в том числе программы-вымогатели, и предоставлять рекомендации по улучшению охвата системы безопасности. Решения класса SIEM (Security Information and Event Management), в свою очередь, применяют ИИ для агрегирования сигналов со всей организации и формирования действенных рекомендаций на основе аналитики угроз, что позволяет реализовывать упреждающий подход к киберугрозам. При реагировании на инциденты генеративный ИИ дополнительно упрощает исследование, автоматически отвечая на вопросы и переводя технический анализ на естественный язык [3].

Преимущества и вызовы внедрения ИИ

К преимуществам ИИ в кибербезопасности относятся более раннее выявление угроз за счет выделения действительно важных инцидентов из тысяч безопасных событий и связывания разрозненных действий в единую картину атаки. Инструменты на базе генеративного ИИ упрощают создание отчетов, помогают обнаруживать скрытые уязвимости и ускоряют выполнение сложных задач. Непрерывное обучение и понимание контекста позволяют радикально снизить количество ложных срабатываний, а способность ИИ к адаптации обеспечивает устойчивость защиты при любом масштабе угроз [3].

Вместе с тем использование ИИ в кибербезопасности сопряжено с рядом вызовов. Прежде всего, внедрение и поддержка ИИ-решений требуют значительных дополнительных затрат на вычислительные ресурсы, хранение данных, а также привлечение профильных специалистов. Серьезной проблемой также остается безопасность самих систем ИИ, поскольку они уязвимы, а их компрометация способна не только снизить эффективность защиты, но и создать дополнительные векторы для кибератак. Кроме того, несовершенство систем ИИ, выражающееся в ложных срабатываниях, непредсказуемых ошибках и сильной зависимости от качества исходных данных, по-прежнему ограничивает их надежность в критически значимых сценариях.

Заключение

Интеграция ИИ в кибербезопасность ведет к перераспределению ролей, при котором рутинные операционные задачи все чаще передаются ИИ-агентам, а специалисты концентрируются на стратегических решениях и проактивной охоте на сложные угрозы. Параллельно формируется запрос на гибридных профессионалов, владеющих компетенциями одновременно в области безопасности и анализа данных. Развиваются специализированные ИИ-инструменты, такие как интеллектуальные обманные ловушки, системы прогнозирования мошенничества и автономные агенты, обрабатывающие оповещения, благодаря чему центры кибербезопасности превращаются в среды с глубоко интегрированным ИИ, где контроль человека сосредоточен на интерпретации аналитики и принятии окончательных решений [3].

Список использованных источников

1. Global Cybercrime Report 2025 // Proxyrack. — URL: <https://www.proxyrack.com/blog/global-cybercrime-report-2025/> (date of access: 24.05.2026).
2. Тренды атак в 2026 году // Positive Technologies. — URL: <https://ptsecurity.com/research/analytics/trendy-atak-v-2026-godu/> (дата обращения: 24.05.2026).
3. Что такое ИИ для кибербезопасности? // Microsoft. — URL: <https://www.microsoft.com/ru-ru/security/business/security-101/what-is-ai-for-cybersecurity> (дата обращения: 24.05.2026).

УДК 004.8:78

ИСКУССТВЕННЫЙ ИНТЕЛЛЕКТ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ МУЗЫКИ

М.Д. ЮРОВ

*Международный университет «МИТСО»
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: maksimyurauscience@gmail.com

Аннотация. Рассмотрена технология аудиофингерпринтинга и современные программные средства распознавания музыки. Показано, что разработка Sony Group Corporation позволяет идентифицировать оригинальные музыкальные произведения в треках, созданных с помощью искусственного интеллекта (ИИ), что открывает перспективы для защиты авторских прав и распределения доходов между правообладателями.

Abstract. The technology of audio fingerprinting and modern software tools for music recognition are considered. It is shown that the development by Sony Music Corporation makes it possible to identify original musical works in tracks generated by artificial intelligence (AI), which opens up prospects for copyright protection and revenue distribution among rights holders.

Введение

Задачи распознавания музыки находят широкое применение в системах рекомендации контента, автоматической каталогизации аудиотек и когнитивных сервисах. Технология аудиофингерпринтинга, ключевой алгоритм в области ИИ для автоматического распознавания контента, представляет собой точный поиск «звук по звуку», который не зависит от языка и опирается на извлечение и сопоставление уникальных аудиоотпечатков [1].

Цель настоящей работы – анализ современных методов ИИ к распознаванию музыки и оценка перспектив их применения в задачах цифровой обработки сигналов и защиты интеллектуальной собственности.

Технология аудиофингерпринтинга

Распознавание музыки – это применение технологии аудиофингерпринтинга, которая позволяет идентифицировать композицию по короткому фрагменту. Техническая суть заключается в преобразовании аудиосигнала в цифровую форму, построении спектрограммы с помощью быстрого преобразования Фурье и извлечении ключевых частотных пиков. Эти пики комбинируются в уникальный аудиоотпечаток – хэш-значение, которое затем сравнивается с базой данных. Технология зародилась в 2002 году с запуском сервиса Shazam, который стал пионером в этой области и был приобретен Apple в 2018 году [1].

Современные программные средства распознавания музыки

В настоящее время на рынке представлено значительное количество программных средств, реализующих идентификацию музыкальных композиций на основе аудиофингерпринтинга. Эффективность таких систем оценивается по ряду ключевых параметров. Это объем и актуальность эталонной базы данных, то есть способность покрывать как массовые, так и редкие или архивные записи. Другими критериями являются наличие функции поиска по напеваемой мелодии, скорость получения результата на основе анализа фрагмента, возможность интеграции с популярными стриминговыми сервисами и поддержка автономного режима работы при заранее загруженных базах. Безусловным лидером рынка остается приложение Shazam, однако активно развиваются альтернативные решения. Среди них можно выделить SoundHound, являющийся главным конкурентом Shazam, а также Musixmatch, совмещающий распознавание с синхронизацией текста в реальном времени [2].

Технология распознавания оригинальной музыки в песнях, созданных с помощью ИИ

В условиях стремительного распространения генеративных нейросетей вопросы защиты авторских прав в музыкальной индустрии приобрели особую остроту. Модели ИИ обучаются на огромных массивах данных, нередко включающих охраняемые произведения, что порождает многочисленные судебные иски и этические споры. В ответ на этот вызов Sony Group Corporation разработала технологию, способную идентифицировать оригинальные музыкальные произведения, послужившие основой для треков, созданных с помощью ИИ. Это дает авторам песен возможность требовать компенсацию от разработчиков ИИ в случае использования их музыки [3].

Согласно заявлениям компании, технология может анализировать, какие песни были использованы в процессе обучения и генерации музыки, а также представить это в виде количественной оценки. Такой подход позволяет перевести дискуссию об авторских правах из плоскости качественных аргументов в область измеримых показателей [3].

При наличии согласия разработчика ИИ на проведение анализа, Sony Group Corporation получает необходимые данные через подключение к базовой модели системы разработчика. Если же сотрудничество невозможно, технология оценивает оригинальное произведение через сопоставление музыки, созданной нейросетью, с уже существующей музыкой [3].

Sony Group Corporation считает, что разработанная ею технология позволит выстроить систему распределения доходов, получаемых от музыки, созданной при помощи ИИ. При таком сценарии эти средства будут распределяться между авторами оригинальных песен пропорционально установленному вкладу каждого из них [3].

Заключение

Таким образом, технология аудиофингерпринтинга остается надежной основой для идентификации музыки, а современные приложения расширяют ее функциональность. В условиях распространения генеративного ИИ особую актуальность приобретают разработки, позволяющие выявлять использование охраняемых произведений в музыке, созданной с помощью ИИ. Дальнейшее развитие таких систем будет способствовать как совершенствованию распознавания, так и защите авторских прав в цифровой среде.

Список использованных источников

1. Распознавание музыки // BaiduWiki. – URL: <https://baike.baidu.com/ru/item/%D0%A0%D0%B0%D1%81%D0%BF%D0%BE%D0%B7%D0%BD%D0%B0%D0%B2%D0%B0%D0%BD%D0%B8%D0%B5%20%D0%BC%D1%83%D0%B7%D1%8B%D0%BA%D0%B8/1494388> (дата обращения: 24.05.2026).
2. 25 Best Music Apps to Identify Songs Instantly // Rokform. – URL: <https://www.rokform.com/blogs/rokform-blog/best-music-recognition-apps-2026> (date of access: 24.05.2026).
3. Sony Group tech can identify original music in AI-generated songs // Nikkei Asia. – URL: <https://asia.nikkei.com/business/technology/artificial-intelligence/sony-group-tech-can-identify-original-music-in-ai-generated-songs> (date of access: 24.05.2026).

УДК 621.39

ANALYSIS OF FACTORS AFFECTING THE RELIABILITY OF TELECOMMUNICATION INFRASTRUCTURES

M.M.U. MURADOV

*Tashkent University of Information Technologies named after Muhammad al-Khwarizmi
(Tashkent, Uzbekiston)*

E-mail: muradov.muhammad1414@gmail.com

Аннотация. Данная диссертация направлена на проведение комплексного анализа внешних, технологических, человеческих факторов и факторов безопасности, влияющих на надежность телекоммуникационных инфраструктур, а также на обоснование практических методов повышения надежности на основе современных технологий и стандартов.

Abstract. This thesis aims to conduct a comprehensive analysis of external, technological, human, and security factors affecting the reliability of telecommunications infrastructures, as well as to substantiate practical methods for increasing reliability based on modern technologies and standards.

Introduction

In the modern information society, telecommunications infrastructure has become a key component of the economy, social life, and national security. As a result of the rapid development of digital transformation processes, the introduction of 5G technologies, and the widespread use of cloud computing and Internet of Things (IoT) systems, the demand for telecommunications networks is growing at an unprecedented rate. Therefore, the issue of the reliability of these networks increases its relevance and importance.

Research conducted worldwide shows that disruptions in telecommunications networks cause economic damage amounting to billions of dollars annually on a global scale. In particular, according to the International Telecommunication Union (ITU), network outages in developing countries average 50–200 hours per year, which is a serious obstacle to the development of the digital economy [1, 2]. In Uzbekistan, within the framework of the digital economy development strategy, ensuring the stability of telecommunications infrastructure is defined as a national priority.

Reliability is the ability of a system to fully perform its functions under given conditions over a specified period of time. In the telecommunications industry, reliability is measured by three main parameters: (1) availability - the ratio of the system's readiness for operation, usually expressed as 99.999% ("five-nine"); (2) MTBF (Mean Time Between Failures) - the average time between failures, indicating the level of system stability; (3) MTTR (Mean Time To Repair) - recovery time, the average time until the malfunction is eliminated. These parameters are the primary criteria for the design and operation of the system [2].

The main part

External and natural factors. Telecommunications infrastructure is strongly influenced by the external environment. Climatic conditions-high temperatures, humidity, and freezing-significantly reduce the service life of optical cables and active devices [3]. Research shows that a 10°C increase in temperature doubles the probability of electronic components failing (Arrhenius model). Due to strong winds and thunderstorms, damage to antenna structures and disruptions in satellite communication systems were observed. Natural disasters, such as earthquakes, floods, and mudflows, pose a risk of simultaneously destroying large-scale infrastructure-the 2011 Japanese earthquake disrupted 1.5 million access points. Electromagnetic interference (EMI) is a serious problem, especially in networks near industrial zones and military training grounds. Power supply disruptions remain one of the main factors affecting reliability in the Central Asian region: the reserve capacity of UPS (uninterruptible power supplies) and diesel generators is limited to 4–72 hours, which cannot protect the system during long-term power outages [3].

Technical and technological factors. Device wear and tear is one of the most common technical factors. Capacitors, transformers, and optical connectors sharply increase the probability of failure after a certain period of time; this process is described by the "bath curve" model. Software errors are an increasingly important problem in modern IP networks, with 35–40% of network device interruptions occurring specifically as a result of software malfunctions [4]. While the complexity of the network topology allows for increased redundancy, it also complicates configuration errors and fault diagnostics. Bandwidth-related issues can lead to service quality deterioration and network inefficiency during periods of sharp traffic congestion.

Human factor and cybersecurity. According to statistics, 30–40% of network outages are caused by human error: incorrect configuration, violations of maintenance regulations, and the failure to conduct preventive maintenance. Cyberattacks, specifically DDoS (Distributed Denial of Service) attacks, can create an excessive load on the system and completely suspend service for real users. Ransomware and botnet viruses, on the other hand, disable network management systems and cause significant material and moral damage. Individuals-cutting cable lines, breaking cabinets, and damaging cabinets-are a major

problem, especially in open areas that cannot be controlled. The quality of maintenance is also crucial: a lack of qualified personnel, violations in maintenance schedules, and a shortage of spare parts increase the MTTR and reduce the network availability ratio.

The impact of modern technologies: 5G, NFV and SDN. Fifth-generation communication technology (5G) requires ultra-low latency (less than 1 ms) and high reliability standards (99.9999% - “six-nine”), which places a new technological burden on the infrastructure. NFV (Network Functions Virtualization) implements network functions in a software-independent form, facilitating rapid recovery and backup, but hypervisor-level vulnerabilities create new threats. SDN (Software-Defined Networking) allows for the dynamic modification of network configurations, load balancing, and automatic fault redirection through centralized control. However, the fact that one point of the SDN controller can be critical for failure is indicated as its main disadvantage. These technologies, when applied with the correct architecture and backup schemes, allow for a significant increase in overall network reliability.

Methods for increasing reliability. The main methods for increasing reliability include several directions. First, system backup-preventing outages through primary and backup devices, parallel channels, and geographically separated data centers. Active-Active and Active-Standby schemes allow for maintaining network readiness above 99.99%. Secondly, dynamic load distribution-balancing traffic flows in several directions-reduces the problem of bottlenecks. Third, automatic monitoring and intelligent diagnostics-predictive maintenance systems based on AI and ML algorithms-allow for the detection of malfunctions before they occur. Research confirms that predictive maintenance can reduce the MTTR by 30-60%. Fourth, regular staff training and automatic network configuration verification systems help reduce errors caused by the human factor.

International standards and regulatory requirements. The main international documents regulating the reliability of telecommunications infrastructures are: ITU-T G.821 and G.826 standards establish norms regarding digital channel interruptions and requirements of the MTBF/MTTR; ITU-T Y.1541 regulates QoS parameters for IP networks, including latency, packet loss, and availability coefficients; ISO/IEC 27001 defines requirements for information security management systems, including issues of network resilience. The ETSI EN 301 908 standard establishes reliability requirements for 5G networks, while TIA-942 defines Tier I-IV levels of data center infrastructure (readiness from 99.671% to 99.995%) [5-8].

Conclusion

The analysis showed that the factors affecting the reliability of telecommunications infrastructures are divided into four main groups by their nature: external and natural factors, technical and technological factors, the human factor, and cybersecurity issues. These factors often have a mutually reinforcing effect - malfunctions - creating a particularly dangerous situation. Nevertheless, modern technologies - 5G, NFV and SDN - can significantly increase reliability when properly applied.

Based on the conducted research, the following practical proposals were developed:

1. Equipping critical nodes with climate control systems when designing network infrastructure, taking into account the climatic and geographical characteristics of the region.
2. Implementation of a forecast maintenance system based on MTBF/MTTR indicators and the creation of a centralized real-time monitoring system for this data.
3. Creation of virtualized backup systems based on NFV and SDN technologies.
4. Development of a system for predictive management and monitoring of power supply sources based on artificial intelligence to minimize power supply interruptions in telecommunications infrastructures.

As further research in this direction, it is recommended to consider issues such as the creation of an empirical database of MTBF/MTTR in the conditions of the Republic of Uzbekistan and the development of models and algorithms that increase reliability for the national telecommunications network.

References

1. U.K.Matyokubov, M.M.Muradov, O.B.Djumanioyozov // Analysis of Sustainable Energy Sources of Mobile Communication Base Stations in the Case of Khorazm Region, 2022 International Conference on Information Science and Communications Technologies (ICISCT), Tashkent, Uzbekistan, 2022, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICISCT55600.2022.10146885.
2. ITU-T Recommendation G.826 // End-to-end error performance parameters and objectives for international constant bit rate digital paths. Geneva: ITU, 2002.
3. Dilmurod Davronbekov, Muhammad Muradov, Dilshod Mirzaev // Application Features of Supercapacitors in Energy Supply Systems, In Proceedings of the 8th International Conference on Future Networks & Distributed Systems (ICFNDS '24). Association for Computing Machinery, New York, NY, USA, 314-318. 2025. <https://doi.org/10.1145/3726122.3726168>.
4. U.K.Matyokubov, M.M.Muradov, J.F.Yuldoshev // Development of the Method and Algorithm of Supplying the Mobile Communication Base Station with Uninterrupted Electrical Energy, 2024 IEEE 25th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Altai, Russian Federation, 2024, pp. 2400-2406, doi: 10.1109/EDM61683.2024.10615043.
5. ITU-T Recommendation Y.1541 // Network performance objectives for IP-based services. Geneva: ITU, 2011.
6. ISO/IEC 27001:2022 // Information security, cybersecurity and privacy protection - Information security management systems. Geneva: ISO, 2022.
7. ETSI EN 301 908 // IMT cellular networks, Harmonised Standard for access to radio spectrum. Sophia Antipolis: ETSI, 2021.
8. TIA-942-B // Telecommunications Infrastructure Standard for Data Centers. Arlington: TIA, 2017.

УДК 621.391

COMPARATIVE ANALYSIS OF ENERGY CONSUMPTION PREDICTION ALGORITHMS IN TELECOMMUNICATION INFRASTRUCTURE

M.M.U. MURADOV

*Tashkent University of Information Technologies named after Muhammad al-Khwarizmi
(Tashkent, Uzbekistan)*

E-mail: muradov.muhammad1414@gmail.com

Аннотация. Данная статья представляет сравнительный анализ современных алгоритмов машинного и глубокого обучения, предназначенных для прогнозирования энергопотребления в телекоммуникационной инфраструктуре, включая базовые станции мобильной связи, центры обработки данных и сети радиодоступа. В исследовании оцениваются точность, временные затраты и применимость в реальных условиях эксплуатации таких алгоритмов, как LSTM, GRU, Transformer, Gradient Boosting и Random Forest. Результаты анализа показывают, что гибридные архитектуры — в частности, комбинации Cond-LSTM и Transformer-LSTM — позволяют снизить среднеквадратическую ошибку (RMSE) на 30–42% по сравнению с традиционными методами. В качестве научной новизны исследования предложены комплексный сравнительный анализ алгоритмов на основе реальных сетевых данных и практические способы повышения энергоэффективности. [1, 2]

Abstract. This article provides a comparative analysis of modern machine learning and deep learning algorithms designed to predict energy consumption in telecommunications infrastructure, including mobile base stations, data centers, and radio access networks. The study examines the accuracy, timing, and production applicability of algorithms such as LSTM, GRU, Transformer, Gradient Boosting, and Random Forest. The analysis results show that hybrid architectures - specifically combinations of Cond-LSTM and Transformer-LSTM - can reduce the RMSE by 30-42% compared to traditional methods. As a scientific novelty of the research, a comprehensive comparative analysis of algorithms based on real network data and practical ways to increase energy efficiency are proposed.

Introduction.

The information and communication technology (ICT) sector currently accounts for approximately 10% of global electricity consumption [1]. Telecommunications infrastructure—base stations, backbone networks, and data centers—is the primary source of consumption. Especially with the widespread implementation of 5G networks, energy consumption is showing a further trend of growth: 5G base stations consume three times more electricity than 4G stations [2].

For mobile operators, energy costs account for approximately 25% of operating expenses, and about 90% of them are spent on electricity [3]. In this case, predicting and managing energy consumption is important not only from an economic but also from an environmental perspective. According to the GSMA, 62 major operators have committed to drastically reducing carbon emissions by 2030 in accordance with science-based targets [4].

Artificial intelligence and machine learning methods are opening up new opportunities in optimizing network operations. In particular, prediction systems built on recurrent neural networks such as LSTM have been proven to achieve energy savings of 8-21% by monitoring power consumption at base stations in real time [5]. At the same time, scientific debates continue to determine which algorithm is most effective under which conditions.

The aim of this study is to identify the main algorithms for predicting energy consumption in telecommunications infrastructure, their effectiveness, and limitations through a systematic analysis of published scientific articles.

The position of the problem.

Energy consumption forecasting in telecommunications infrastructure involves several interrelated issues:

The first problem is the complex temporal structure of the data. Energy consumption includes short-term (hourly), medium-term (daily and weekly), and long-term (seasonal) fluctuations. It is difficult for traditional statistical methods to reflect these multi-level time dependencies in a single model [6].

The second problem is heterogeneous data sources. In modern 5G networks, energy consumption depends on many parameters, such as hardware characteristics (antenna configuration, processor load), traffic intensity,

meteorological conditions, and user location. Effective processing of this multidimensional data requires large computational resources [7].

The third problem is the requirement for real-time forecasting. Energy-saving strategies, such as switching base stations to sleep mode or turning off frequency bands, require decision-making within milliseconds. Therefore, the prediction model must be not only accurate but also computationally efficient [8].

The above problems raise the following key research question: which machine learning or deep learning algorithm can predict energy consumption in various segments of telecommunications infrastructure (base stations, data centers, backbone networks) with the highest accuracy and computational efficiency.

Analysis of research methods and algorithms

Analysis of the literature shows that the following types of data are important for successful forecasting systems: hourly traffic load of the base station, base station identifier, meteorological indicators (temperature, humidity), time parameters (day, week, period of the year). In particular, a study based on real network data obtained within the ITU 5G Base Station Energy Consumption Modeling Challenge showed that using the base station identifier as an input parameter played a key role in solving the "one-to-many" problem [9].

The data processing stage usually includes: restoring lost values using interpolation methods, extracting seasonal and trend components (STL decomposition), min-max or Z-score normalization, and creating features with a sliding window.

The most commonly used algorithms in the literature can be characterized as follows:

LSTM (Long Short-Term Memory): An extended type of recurrent neural network that stores long-term connections through input, output, and forgetting valves. There are studies showing that when predicting the traffic profile at base stations, the RMSE ranges from 3.2 to 5.8% [5, 10].

GRU (Gated Recurrent Unit): A simplified version of the LSTM that operates through update and recovery covers. Although the computational costs are 15-20% lower, the accuracy indicators are close to LSTM: RMSE 3.8-6.1% [11].

Transformer architecture: Allows parallel computation via a self-attention mechanism. When used in a hybrid form with LSTM, an RMSE of 0.7 and an MAE of 0.5 were achieved in the 7-day prediction task [12]. It is the most effective method for long-term forecasting in data centers.

Gradient Boosting (XGBoost, LightGBM): An ensemble of weak predictors that are added one after another. It was noted that a Nash efficiency of 99.1% was achieved when forecasting the fuel consumption of telecommunications operators' diesel generators [13]. Strong for short-term (1-6 hours) prediction.

Conditional LSTM: An extended LSTM architecture with conditional input parameters. It has been proven that 5G reduces the RMSE for macro base stations by 69.6% compared to a standard LSTM and by 42.7% compared to a Transformer [9, 14]. The following table summarizes the main indicators of the main algorithms (based on literature analysis) (Table 1)

Table 1. Comparative indicators of energy prediction algorithms in telecommunications infrastructure

Algorithm	RMSE (%)	MAE (%)	Sliding window	Scope of application
LSTM	3.2–5.8	2.1–4.3	1 - 24 hours	Base station
GRU	3.8–6.1	2.5–4.7	1 - 12 hours	5G RAN
Transformer	2.8–4.5	1.9–3.8	24 - 168 hours	Data center
Gradient Boosting	4.5–7.2	3.1–5.6	1 - 6 hours	Base station
Random Forest	5.1–8.3	3.8–6.2	1 - 24 hours	Data center
Cond-LSTM	1.9–3.4	1.4–2.8	1-72 hours	5G Makro-BS

As seen from the table data, the Cond-LSTM and Transformer-LSTM hybrid models are superior in terms of accuracy. However, these models require significant computational resources and require specific optimization for application in real-time systems.

Conclusion

This study provided a comprehensive analysis of the latest scientific literature on predicting energy consumption in telecommunications infrastructure. The main conclusions are as follows:

First, deep learning methods - especially models based on LSTM, GRU, and Transformer - provide significantly higher predictive accuracy for telecommunications networks compared to traditional statistical methods (ARIMA, linear regression).

Secondly, there is no single "universal" algorithm - the most effective approach varies depending on the field of application: Cond-LSTM or LSTM for base stations, Transformer-LSTM hybrid model for data centers, and Gradient Boosting for short-term tasks.

Thirdly, the inclusion of specific features such as the hardware identifier (BSID) as an input parameter significantly increases prediction accuracy and serves to eliminate the "one-to-many" problem.

As a scientific innovation, this work identifies a research gap regarding the adaptation of algorithms based on the conditions of Uzbekistan's telecommunications networks, specifically local climate and traffic profiles. In future research, we plan to test hybrid models based on real network data from national operators in Uzbekistan.

References

1. ITU-T // Global ICT Development Index 2024, International Telecommunication Union, 2024.
2. N. Piovesan, D. López-Pérez, A. De Domenico, X. Geng and H. Bao // Power Consumption Modeling of 5G Multi-Carrier Base Stations: A Machine Learning Approach, ICC 2023 - IEEE International Conference on Communications, Rome, Italy, 2023, pp. 3633-3638, doi: 10.1109/ICC45041.2023.10278569.
3. GSMA Intelligence // The Mobile Economy 2024, GSMA, London, 2024.
4. GSMA // State of the Industry on Climate Action 2023, GSMA, 2023.
5. N. Diouf, C. V. Anamuro, C. Gueguen, M. Ndong, K. Talla and X. Lagrange // Traffic Load Prediction and Power Consumption Reduction for Multi-Band Networks," 2023 26th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), Tampa, FL, USA, 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/WPMC59531.2023.10338969.
6. Lassoued N., Boujnah N. // A Comprehensive Review of Energy Efficiency in 5G Networks: Past Strategies, Present Advances, and Future Research Directions. Computers 2026, 15, 50. <https://doi.org/10.3390/computers15010050>.
7. Lorincz, J., Kukuruzović, A., Blažević, Z. A. // Comprehensive Overview of Network Slicing for Improving the Energy Efficiency of Fifth-Generation Networks. Sensors 2024, 24, 3242. <https://doi.org/10.3390/s24103242>.
8. Ezzeddine, Z., Khalil, A., Zeddini, B., Ouslimani, H.H. // A Survey on Green Enablers: A Study on the Energy Efficiency of AI-Based 5G Networks. Sensors 2024, 24, 4609. <https://doi.org/10.3390/s24144609>.
9. Y. Zhang et al., // Modelling the 5G energy consumption using real-world data: Energy fingerprint, arXiv:2406.16929, 2024.
10. Mahjoub, S., Chrifi-Alaoui, L., Marhic, B., Delahoche, L. // Predicting Energy Consumption Using LSTM, Multi-Layer GRU and Drop-GRU Neural Networks. Sensors 2022, 22, 4062. <https://doi.org/10.3390/s22114062>.
11. Abumohsen, M., Owda, A.Y., Owda, M. // Electrical Load Forecasting Using LSTM, GRU, and RNN Algorithms. Energies 2023, 16, 2283. <https://doi.org/10.3390/en16052283>.
12. Li J., Zhang B., Ying Y. // 6GN for Future Wireless Networks. 6GN 2023. Lecture Notes of the Institute for Computer Sciences, Social Informatics and Telecommunications Engineering, vol 553. Springer, Cham. https://doi.org/10.1007/978-3-031-53401-0_27
13. G. M. Nguenngang, M. Atemkeng, T. Ansah-Narh, R. Rockefeller, J. Mulongo and M. A. Garuti // Predicting Fuel Consumption in Power Generation Plants using Machine Learning and Neural Networks, 2021 International Conference on Electrical, Computer and Energy Technologies (ICECET), Cape Town, South Africa, 2021, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICECET52533.2021.9698776.
14. S. Buzzi, C. -L. I, T. E. Klein, H. V. Poor, C. Yang and A. Zappone // A Survey of Energy-Efficient Techniques for 5G Networks and Challenges Ahead, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 34, no. 4, pp. 697-709, April 2016, doi: 10.1109/JSAC.2016.2550338.

УДК 004.736:622.031

САМООРГАНИЗУЮЩАЯСЯ ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННАЯ СЕТЬ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ФЛОТА ГИДРОРАЗРЫВА ПЛАСТА

К.Д. АГЕЕВА

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: whoknowmyname12@gmail.com

Аннотация. В работе рассматривается задача повышения отказоустойчивости сетей передачи данных для мобильного флота гидроразрыва пласта. Актуальность обусловлена критичностью непрерывного мониторинга параметров ГРП и недостатками централизованных архитектур, создающих единую точку отказа. Предложена децентрализованная самоорганизующаяся архитектура на основе трех резервированных колец с протоколом RSTP, обеспечивающая время сходимости менее 2 секунд. Разработаны алгоритмы автоматической реконфигурации сети и унификации адресного пространства (NAT). Практическая ценность заключается в возможности интеграции решения в существующие системы управления ГРП.

Annotation. The paper considers the problem of increasing the fault tolerance of data transmission networks for a mobile hydraulic fracturing fleet. The relevance is due to the criticality of continuous monitoring of hydraulic fracturing parameters and the shortcomings of centralized architectures that create a single point of failure. A decentralized self-organizing architecture based on three redundant rings with the RSTP protocol is proposed, providing convergence time of less than 2 seconds. Algorithms for automatic network reconfiguration and address space unification (NAT) have been developed. The practical value lies in the possibility of integrating the solution into existing hydraulic fracturing control systems.

Добыча углеводородов характеризуется значительной территориальной распределенностью технологических объектов, сложными условиями эксплуатации оборудования и высокими капитальными затратами. В этих условиях любое отклонение режимов добычи от плановых показателей или возникновение аварийной ситуации приводит к существенным экономическим потерям. Гидравлический разрыв пласта (ГРП) является одной из ключевых технологий интенсификации нефтедобычи, однако его эффективная реализация требует непрерывного мониторинга и оперативного управления комплексом распределенного оборудования, составляющего так называемый «флот ГРП». Надежность и отказоустойчивость системы передачи данных между оборудованием верхнего и нижнего уровней в таких условиях становятся критическими факторами, определяющими как безопасность работ, так и экономическую эффективность всего процесса.

Традиционные централизованные архитектуры сетей передачи данных, применяемые в системах управления ГРП, обладают рядом принципиальных ограничений. Прежде всего, централизация функций обработки информации и управления создает единую точку отказа: выход из строя центрального узла приводит к полной потере контроля над процессом. Как отмечают Я.С. Коровин, А.И. Каляев и М.В. Хисамутдинов, «переход к динамически изменяющейся сетевой архитектуре, географически и логически распределенные элементы которой реализуют и сбор информации, и ее обработку, является объективной необходимостью для повышения эффективности управления нефтяным месторождением» [1]. Кроме того, жесткая иерархическая структура традиционных сетей плохо адаптируется к изменению состава оборудования флота ГРП, которое может варьироваться от операции к операции.

Актуальность перехода к децентрализованным самоорганизующимся сетям обусловлена несколькими факторами. Во-первых, современный флот ГРП представляет собой динамическую систему, в которой количество и состав насосных установок, станций управления и контрольно-измерительного оборудования может изменяться в зависимости от конкретных геолого-технических условий скважины. Во-вторых, полевые условия эксплуатации характеризуются повышенным риском повреждения каналов связи, что требует автоматического перестроения маршрутов передачи данных без вмешательства оператора. В-третьих, требования к времени реакции системы управления непрерывно ужесточаются: задержки в передаче критически важной информации о забойном давлении, концентрации проппанта или расходе жидкости могут привести к необратимым последствиям для скважины.

Диссертационное исследование Р.Р. Галимова, посвященное совершенствованию распределенных систем контроля и управления технологическими объектами нефтегазодобычи на основе принципов самоорганизации, подтверждает, что существующие методы «недостаточно полно и эффективно учитывают особенности распределенных систем, в частности топологию размещения технологических объектов, особенности рельефа местности, системность в разработке, направленную на многопараметричность в оптимизации технических решений» [2]. В этой связи разработка самоорганизующейся сети, способной автоматически адаптироваться к изменениям топологии и восстанавливать связность при отказах отдельных узлов, представляет собой актуальную научно-техническую задачу.

Проведенный в рамках диссертационного исследования анализ показал, что применение кольцевых топологий в сочетании с протоколом Rapid Spanning Tree Protocol (RSTP, IEEE 802.1w) позволяет достичь требуемого уровня отказоустойчивости. Согласно обзору эволюции протоколов семейства Spanning Tree, выполненному М. Huynh, S. Goose и Р. Mohapatra, RSTP обеспечивает существенное сокращение времени сходимости благодаря введению новых ролей портов (Alternate, Backup) и механизмов быстрой синхронизации [3]. Это критически важно для промышленных приложений, где время восстановления связи должно измеряться миллисекундами. В отличие от базового протокола STP, время сходимости которого может достигать 30–50 секунд, RSTP способен восстановить связность сети за время порядка 1–2 секунд, а в оптимизированных конфигурациях — за доли секунды.

Предлагаемая в работе архитектура сети основана на комбинации трех резервированных колец, объединенных топологией «звезда» на уровне системы сбора данных. Каждая установка флота ГРП оснащена локальной сетью, включающей программируемый логический контроллер (ПЛК) и встраиваемую электронно-вычислительную машину (ВЭВМ), с применением технологии трансляции сетевых адресов (NAT) для унификации адресного пространства. На магистральном уровне установки взаимодействуют через управляемые коммутаторы второго уровня, использующие RSTP для автоматического обнаружения и блокирования петель коммутации с сохранением резервных путей.

Следует подчеркнуть, что проблема отказоустойчивости систем передачи данных при проведении ГРП имеет высокую практическую значимость. А.А. Шакиров (АО НПП «ВНИИГИС») обосновывает необходимость создания беспроводных систем скоростной телеметрии для мониторинга процесса ГРП, отмечая, что «наличие измерений с забойных цифровых манометров пластового давления, забойного давления гидроразрыва, среднего давления ГРП, мгновенного давления остановки насосов, а также значения потерь давления в призабойной зоне пласта позволяют оценить качество заполнения трещины пропантом» [4]. Потеря этих данных в критический момент операции вследствие отказа сети недопустима, что дополнительно подтверждает актуальность разработки высоконадежных децентрализованных решений.

Анализ научной литературы показывает устойчивый рост интереса к децентрализованным и самоорганизующимся системам в нефтегазовой отрасли. Диссертационное исследование И.В. Шахназаровой, посвященное синтезу децентрализованной системы обработки информации и управления нефтегазодобывающим предприятием, заложило методологические основы оптимизации структуры таких систем [5]. Работы Я.С. Коровина с соавторами развивают концепцию сетецентрического управления нефтяными месторождениями на базе мультиагентных систем, подчеркивая, что такой подход «позволяет строить систему на базе широкого спектра географически распределенных вычислительных узлов разной производительности, осуществляющих прямое взаимодействие друг с другом» [1].

Тем не менее, несмотря на значительный прогресс в области промышленных сетей передачи данных, задача создания самоорганизующейся децентрализованной сети для специфических условий флота ГРП остается недостаточно исследованной. Существующие работы либо фокусируются на общих принципах построения распределенных систем управления без учета отраслевой специфики, либо рассматривают беспроводные сенсорные сети для мониторинга скважин, не затрагивая вопросы резервирования магистральных каналов связи между мобильными установками флота. В этом контексте настоящее исследование призвано восполнить выявленный пробел.

Таким образом, актуальность диссертационной работы определяется:

- высокой экономической значимостью бесперебойного мониторинга и управления процессом ГРП;
- объективными ограничениями традиционных централизованных сетевых архитектур в условиях динамически изменяющегося состава оборудования;
- необходимостью обеспечения автоматического восстановления связности сети при повреждении отдельных узлов или каналов связи;
- недостаточной проработанностью вопросов построения децентрализованных самоорганизующихся сетей применительно к флоту ГРП в существующей научно-технической литературе.

Решение поставленных задач позволит повысить надежность и отказоустойчивость системы передачи данных флота ГРП, минимизировать время простоя оборудования и, как следствие, снизить эксплуатационные затраты нефтедобывающих предприятий. Практическая значимость работы подтверждается возможностью непосредственного внедрения разработанной архитектуры сети и алгоритмов самоорганизации в существующие системы управления технологическими процессами ГРП ведущих нефтесервисных компаний.

Список использованных источников

1. Коровин, Я. С. Децентрализованный подход к организации сетецентрического управления нефтяным месторождением / Я. С. Коровин, А. И. Каляев, М. В. Хисамутдинов // Нефтяное хозяйство. – 2015. – № 9. – С. 98–101.
2. Галимов, Р. Р. Совершенствование распределенных систем контроля и управления технологическими объектами нефтегазодобычи на основе принципов самоорганизации : автореф. дис. ... канд. техн. наук : 05.13.06 / Галимов Ринат Рафаилович. – Оренбург, 2010. – 16 с.
3. Huynh, M. Evolution of Spanning Tree Protocol: From STP to SPB and Beyond / M. Huynh, S. Goose, P. Mohapatra. – 2026.
4. Шакиров, А. А. Обоснование создания беспроводной скоростной телеметрии для контроля гидроразрыва пласта / А. А. Шакиров // Беспроводные системы для прямого мониторинга пластов – дальнейшее развитие : сборник научных трудов АО НПП «ВНИИГИС». – Октябрьский, 2021. – С. 45–52.
5. Шахназарова, И. В. Синтез децентрализованной системы обработки информации и управления нефтегазодобывающим предприятием : автореф. дис. ... канд. техн. наук : 05.13.06 / Шахназарова Ирина Викторовна. – Баку, 1984. – 20 с.

УДК 621.311.6

**ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОЕ УСТРОЙСТВО И ПЕРЕКЛЮЧАЕМАЯ
ПОЛЯРИЗАЦИОННО-РАЗНЕСЕННАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ
ЭФФЕКТИВНОСТИ СБОРА ЭНЕРГИИ WI-FI В УСТРОЙСТВАХ ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ**

А.О. АНДРЕЙЧУК

*УО БГУИР филиал МРК
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: and.sasha@mail.ru

Аннотация. Стремительное распространение устройств интернета вещей сталкивается с фундаментальным ограничением, связанным с энергопитанием распределенных сенсорных узлов. Предшествующие исследования показали, что использование стандартного Wi-Fi трафика для сбора энергии ограничено низкой скважностью сигнала, обусловленной протоколами случайного доступа к среде. Настоящая работа предлагает двухкомпонентное решение данной проблемы. Во-первых, разработан специализированный программно-конфигурируемый передатчик энергии на базе микроконтроллера ESP32-S3, генерирующий непрерывный оптимизированный сигнал в ISM-диапазоне 2,4 ГГц. Во-вторых, предложена конструкция многоканальной ректенны с перестраиваемой диаграммой направленности на основе RF-переключателя ADG902 и двух патч-антенн с ортогональной поляризацией. Экспериментально подтверждено, что применение разработанного устройства позволяет сократить время заряда накопительного конденсатора емкостью 1000 мкФ до порогового напряжения 3,0 В на расстоянии 5 метров в 4,2 раза по сравнению со стандартной точкой доступа. Интеллектуальная антенная система обеспечивает снижение глубины замираний на 62% и увеличение стабильности выходного напряжения выпрямителя. Совместное применение предложенных решений позволило достичь устойчивой работы IoT-датчика на удалении 7 метров от источника питания без использования гальванических элементов.

Abstract. The rapid proliferation of Internet of Things devices faces a fundamental limitation related to power supply for distributed sensor nodes. Previous studies have shown that the use of standard Wi-Fi traffic for energy harvesting is limited by the low signal duty cycle caused by random medium access protocols. This paper proposes a two-part solution to this problem. First, a specialized software-defined power transmitter based on the ESP32-S3 microcontroller is developed, generating a continuous optimized signal in the 2.4 GHz ISM band. Second, a multichannel rectenna with a tunable radiation pattern is proposed based on the ADG902 RF switch and two patch antennas with orthogonal polarization. It is experimentally confirmed that the use of the developed device reduces the charging time of a 1000 μ F storage capacitor to a threshold voltage of 3.0 V at a distance of 5 meters by 4.2 times compared to a standard access point. The intelligent antenna system reduces fading by 62% and improves the rectifier's output voltage stability. The combined use of these solutions enabled the IoT sensor to operate reliably at a distance of 7 meters from the power source without the use of galvanic cells.

Технология сбора электромагнитной энергии Wi-Fi-диапазона рассматривается как перспективный метод обеспечения автономности маломощных IoT-устройств. Повсеместное распространение точек доступа создает предпосылки для паразитного использования их излучения с целью питания датчиков, размещенных в труднодоступных местах. Однако предшествующие экспериментальные исследования выявили критическое противоречие между требованиями к непрерывности энергоснабжения и пакетным характером передачи данных в Wi-Fi-сетях. Протокол CSMA/CA, обеспечивающий коллективный доступ множества устройств к общей среде, неизбежно вносит паузы между пакетами, длительность которых может достигать десятков миллисекунд. В эти интервалы накопительный конденсатор в устройстве сбора энергии разряжается через цепи утечки и нагрузки, что препятствует достижению порогового напряжения запуска DC-DC-преобразователя.

Анализ спектральной плотности мощности типового Wi-Fi-трафика демонстрирует, что коэффициент заполнения даже при интенсивной загрузке канала редко превышает 40%. При этом мощность передачи мобильных клиентов на порядок ниже мощности точки доступа, что делает именно нисходящий трафик основным, но недостаточным источником энергии. Решение проблемы видится в отказе от парадигмы исключительно паразитного сбора и переходу к концепции гибридных сетей, в которых наряду с коммуникационной инфраструктурой сосуществуют специализированные излучатели энергии, оптимизированные для задач беспроводного питания. Дополнительным фактором, ограничивающим

эффективность сбора, является пространственная неравномерность электромагнитного поля в помещении. Интерференция прямой и отраженных волн приводит к образованию зон с глубокими замираниями, где мощность сигнала падает на 20-30 дБ относительно среднего уровня.

Целью настоящей работы является разработка и экспериментальная валидация двух взаимодополняющих методов повышения эффективности сбора Wi-Fi энергии: активного формирования структуры излучения на стороне передатчика и пространственно-поляризационной диверсификации на стороне приемника.

Традиционные Wi-Fi точки доступа оптимизированы для максимизации пропускной способности и минимизации задержек при передаче данных. Режим их работы подчинен логике буферизации пакетов и освобождения канала после завершения передачи. Для задач беспроводного питания необходим принципиально иной режим, характеризующийся непрерывностью излучения несущей или высокой плотностью пакетов с минимальными межкадровыми интервалами. Разработанное устройство построено на базе микроконтроллера ESP32-S3 с интегрированным Wi-Fi контроллером, поддерживающим режим работы в качестве программной точки доступа. Принципиальным отличием от стандартной конфигурации является модификация драйвера физического уровня, позволяющая генерировать пакеты типа Null Data с нулевой полезной нагрузкой и минимально возможным временем ожидания освобождения канала.

Устройство содержит микроконтроллер ESP32-S3, питающийся от стабилизированного источника напряжением 3,3 В с максимальным током потребления в режиме передачи 240 мА. Выходной каскад микроконтроллера подключен к внешнему усилителю мощности SE2431L, обеспечивающему выходную мощность до 24 дБм при работе в диапазоне 2,4 ГГц. Применение внешнего усилителя продиктовано необходимостью достижения уровня мощности, сопоставимого со стандартными роутерами (20-23 дБм), при сохранении возможности гибкого программного управления формой сигнала. Согласование выхода усилителя с передающей антенной выполнено через полосно-пропускающий фильтр на поверхностно-акустических волнах, подавляющий гармоники и внеполосные шумы. Контроль выходной мощности осуществляется посредством цифрового аттенуатора с шагом 0,5 дБ, управляемого напрямую от микроконтроллера.

Алгоритм формирования излучения реализован в виде конечного автомата, функционирующего в реальном времени под управлением операционной системы FreeRTOS. Базовый цикл работы предполагает генерацию последовательности Null Data пакетов длиной 24 байта с интервалом 67 микросекунд, что соответствует минимальному межкадровому интервалу SIFS для стандарта 802.11g. При такой конфигурации коэффициент заполнения достигает 94% при незначительных паузах, необходимых для переключения регистров передатчика. Предусмотрено три программно-переключаемых режима работы: режим непрерывной несущей, реализуемый записью в регистр управления РА постоянной единицы; импульсный режим с регулируемой скважностью и частотой следования пакетов; адаптивный режим, в котором параметры излучения подстраиваются под текущий уровень заряда накопительного конденсатора удаленного датчика на основе обратной связи по каналу BLE.

Программное обеспечение передатчика включает в себя модуль энергетического планирования, позволяющий задавать временные профили излучения в соответствии с прогнозируемой активностью IoT-устройств. Например, в ночное время интенсивность излучения может быть снижена до 10% от максимальной с целью экономии электроэнергии самого устройства. Управление устройством возможно как через веб-интерфейс, так и по протоколу MQTT, что позволяет интегрировать его в существующую инфраструктуру умного дома.

Для оценки эффективности разработанного передатчика была использована измерительная установка, включающая приемный модуль сбора энергии, идентичный описанному в предшествующей работе. Приемный тракт содержал широкополосную патч-антенну с коэффициентом усиления 5 дБи, трехкаскадный умножитель напряжения на диодах Шоттки HSMS-2860, накопительный электролитический конденсатор емкостью 1000 мкФ и повышающий DC-DC преобразователь BQ25570 с порогом запуска 300 мВ. Регистрация напряжения на конденсаторе осуществлялась 12-битным АЦП микроконтроллера ESP32 с частотой дискретизации 1 кГц. Дополнительно применялся осциллограф Rigol DS1054Z для верификации формы сигналов на выходе выпрямителя.

В качестве эталонного источника использовался стандартный Wi-Fi роутер TP-Link Archer C7, работающий в диапазоне 2,4 ГГц на 6-м канале с центральной частотой 2437 МГц и выходной мощностью 23 дБм. Нагрузка на роутер создавалась путем непрерывной потоковой передачи видео с качеством 1080p на два клиентских устройства. Загрузка канала контролировалась утилитой iperf3 и поддерживалась на уровне 70-80%.

Измерения проводились в помещении с типичной офисной планировкой площадью 60 квадратных метров, содержащем стандартный набор мебели и оргтехники. Приемный модуль размещался на диэлектрической подставке на высоте 1 метр над уровнем пола. Расстояние между передатчиком и приемником варьировалось от 1 до 10 метров с шагом 1 метр. Для каждого расстояния выполнялось не менее 10 циклов заряда-разряда конденсатора, фиксировались время достижения порога 3,0 В и стабильность поддержания напряжения в установившемся режиме.

Экспериментальные данные демонстрируют качественное превосходство специализированного устройства над стандартной точкой доступа. На рисунке 1 представлены осциллограммы напряжения на накопительном конденсаторе при расположении приемного модуля на расстоянии 4 метра от источников излучения. Кривая синего цвета соответствует питанию от роутера TP-Link, оранжевого – от разработанного устройства в режиме генерации Null Data пакетов.

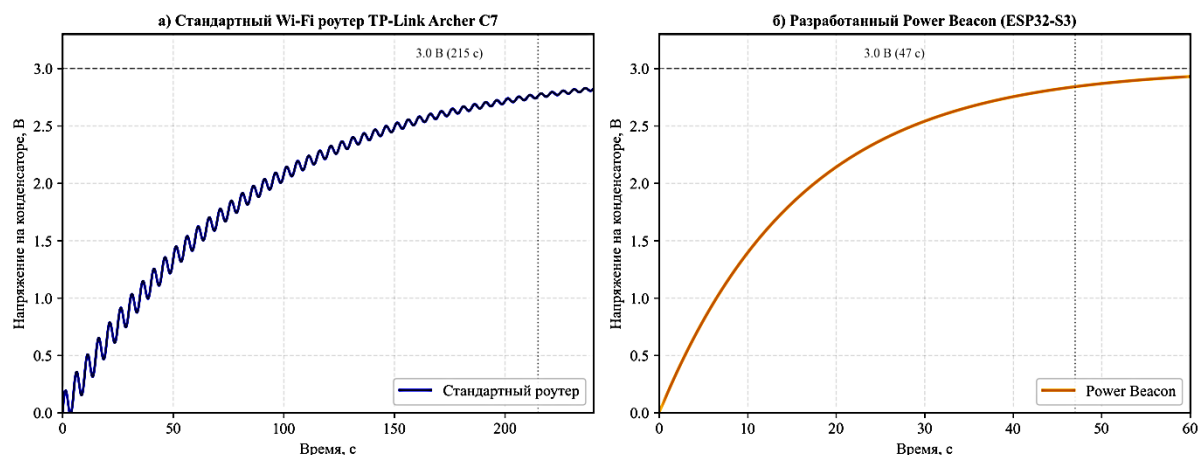


Рис.1. Сравнительная динамика заряда накопительного конденсатора при питании от стандартного Wi-Fi роутера и разработанного устройства на дистанции 4 метра

При питании от роутера процесс заряда носит явно выраженный ступенчатый характер. Рост напряжения происходит исключительно в моменты передачи пакетов, в паузах между пакетами наблюдается пологая разрядная характеристика, обусловленная током утечки входных цепей DC-DC преобразователя и собственным током утечки конденсатора. Пороговое напряжение 3,0 В достигается лишь к исходу 215 секунд. В случае использования устройства характер заряда приближается к экспоненте, характерной для заряда RC-цепи от источника постоянного тока. Время достижения порога 3,0 В сокращается до 47 секунд, что соответствует четырехкратному увеличению скорости заряда.

На дистанции 2 метра разница становится еще более выраженной. Стандартный роутер обеспечивает достижение порога за 38 секунду. Однако на дистанциях, превышающих 7 метров, преимущество устройства нивелируется, поскольку абсолютная мощность сигнала падает ниже порога чувствительности выпрямителя, составляющего для используемой схемы приблизительно -17 дБм. В этом случае даже непрерывность несущей не позволяет достичь напряжения запуска преобразователя, и система остается в состоянии с нулевым выходным напряжением.

Важным параметром является также стабильность выходного напряжения после достижения порога. Для роутера характерны периодические провалы напряжения на 200–400 мВ, синхронизированные с длительными паузами в трафике. Разработанное устройство обеспечивает поддержание напряжения с пульсациями не более 30 мВ в режиме непрерывной несущей. Энергетический бюджет самого устройства показал, что при работе на максимальной выходной мощности устройство потребляет 2,4 Вт от внешнего источника питания. Потребление стандартного роутера в сопоставимом режиме составляет 4,8 Вт. Таким образом, достигается двукратный выигрыш по энергоэффективности системы в целом при переходе от универсального коммуникационного оборудования к специализированному излучателю.

Независимо от типа передатчика, эффективность беспроводной передачи энергии в закрытых помещениях существенно зависит от интерференционной картины, формируемой многолучевым распространением радиоволн. Точка нулевого уровня сигнала может находиться на расстоянии всего нескольких десятков сантиметров от точки с максимальным уровнем. Традиционные подходы, предполагающие использование одной антенны с фиксированной диаграммой направленности, неспособны компенсировать данный эффект. В настоящей работе предложена архитектура адаптивной приемной антенной системы, осуществляющей автоматический выбор оптимального канала приема из двух пространственно разнесенных и поляризационно-ортогональных антенн.

Разработанная антенная система, структурная схема которой приведена на рисунке 2, включает две печатные инвертированные F-антенны, ориентированные во взаимно перпендикулярных плоскостях. Первая антенна рассчитана на прием вертикально поляризованной составляющей поля, вторая – горизонтально поляризованной. Коэффициент усиления каждой антенны составляет 2,2 дБи, коэффициент стоячей волны в полосе частот 2400–2485 МГц не превышает 1,8. Выбор между антеннами осуществляется высокочастотным

SPDT-переключателем ADG902 производства Analog Devices. Данный компонент характеризуется временем переключения менее 30 наносекунд, вносимыми потерями 0,8 дБ и изоляцией разомкнутого канала 32 дБ на частоте 2,45 ГГц. Управление переключателем осуществляется цифровым сигналом от микроконтроллера ESP32-C3, выступающего в роли центрального процессора системы сбора энергии.

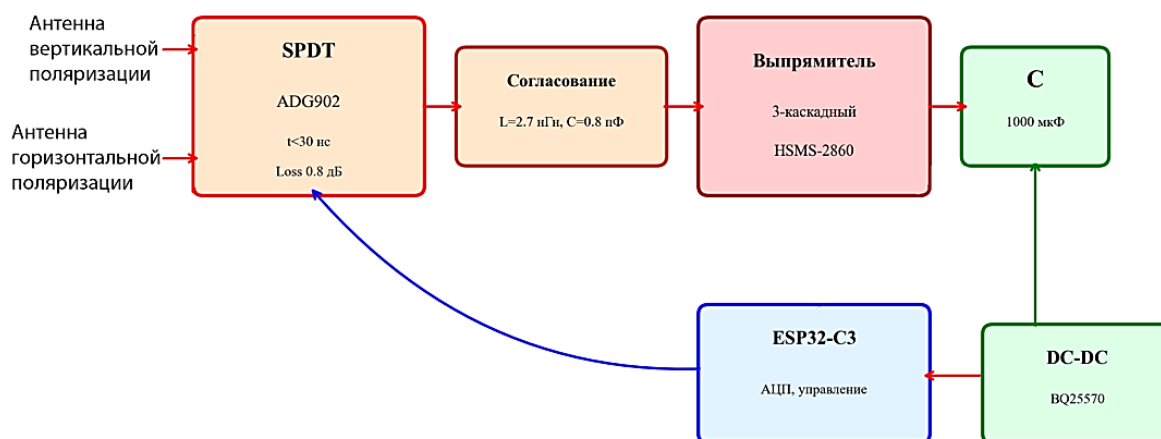


Рис.2. Структурная схема переключаемой поляризационно-разнесенной антенной системой с переключаемой поляризацией и алгоритмом максимизации принимаемой мощности

Выход переключателя соединен с согласующей цепью, трансформирующей импеданс антенны 50 Ом в комплексный импеданс, необходимый для оптимальной работы выпрямителя. Импеданс выпрямителя, как показали предварительные измерения, сильно зависит от входной мощности и частоты. Для диапазона входных мощностей от -20 до 0 дБм оптимальное сопротивление составляет $15-25j$ Ом. Согласование выполнено на дискретных элементах с индуктивностью 2,7 нГн и емкостью 0,8 пФ.

Алгоритм работы адаптивной антенной системы реализует метод энергетического сканирования. Микроконтроллер выводит систему из режима глубокого сна каждые 5 секунд. Далее формируется управляющий сигнал, подключающий к выпрямителю первую антенну. Через время 50 микросекунд, необходимое для установления переходных процессов, встроенный АЦП производит 16 последовательных измерений напряжения на выходе выпрямителя. Полученные значения усредняются для подавления шумов квантования. Затем аналогичная процедура выполняется для второй антенны. После завершения цикла сканирования микроконтроллер сравнивает полученные средние значения и подключает к выпрямителю ту антенну, которая обеспечила более высокое выходное напряжение. Зафиксированная конфигурация сохраняется до следующего цикла сканирования.

Исследуем временную стабильность работы адаптивной системы в условиях динамически изменяющейся окружающей обстановки. Приемный модуль размещался в точке с исходно низким уровнем сигнала. В процессе эксперимента человек перемещался вблизи трассы распространения радиоволн, создавая эффект затенения и переотражения. Система с фиксированной антенной демонстрировала глубокие и продолжительные провалы напряжения, приводящие к сбросу микроконтроллера. Адаптивная система в течение 200-300 миллисекунд обнаруживала ухудшение качества текущего канала и переключалась на альтернативную антенну, что позволяло сохранить работоспособность устройства. Осциллограммы процесса переключения приведены на рисунке 3.

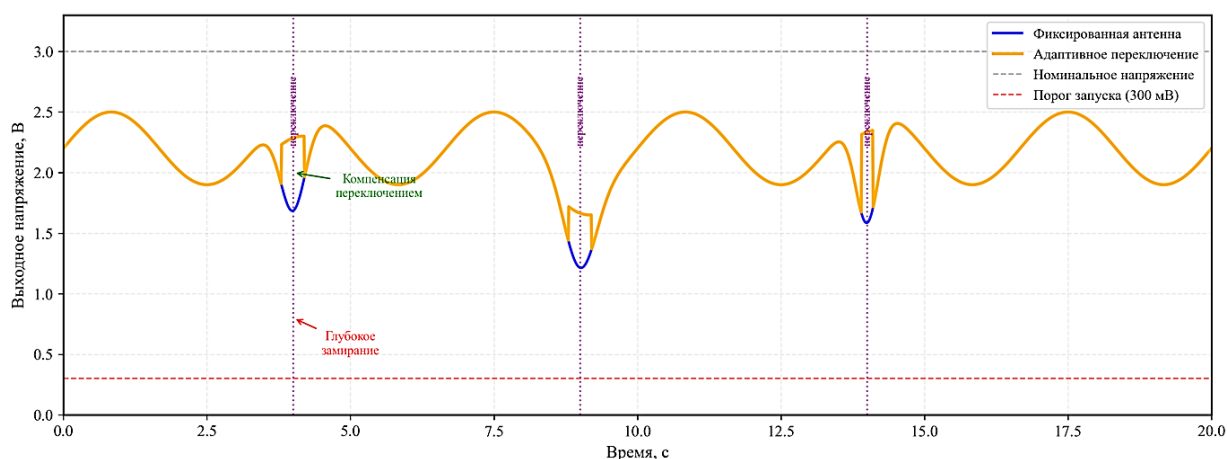


Рис.3. Динамика выходного напряжения при работе адаптивного алгоритма в условиях динамического изменения интерференционной картины

Финальная серия экспериментов была направлена на оценку совместного применения обоих разработанных решений: программно-конфигурируемого устройства и переключаемой поляризационно-разнесенной антенной системы с переключением поляризации. Измерения проводились на различных дистанциях в условиях типового офисного помещения. Фиксировалось три ключевых параметра: время достижения порогового напряжения 3,0 В, процент успешных циклов передачи данных с первой попытки и суммарное время автономной работы при периоде отправки данных 1 минута.

Результаты, сведенные в таблицу 1, демонстрируют синергетический эффект. На дистанции 6 метров комбинация решений позволяет сократить время заряда в 5,3 раза по сравнению с базовой конфигурацией. На дистанции 8 метров базовая конфигурация полностью неработоспособна, тогда как предложенная система обеспечивает стабильное накопление энергии и выполнение рабочих циклов. Предельный радиус устойчивой работы увеличен с 5 до 7-8 метров в зависимости от конкретных условий помещения.

Таблица 1. Сравнительные характеристики различных конфигураций системы беспроводного питания

№	Конфигурация	4 м (с)	6 м (с)	8 м (с)	Дальность (м)	Эффективность
1	Базовая (роутер + 1 антенна)	215	720	—	5	1.0x
2	Только разработанное устройство	57	210	480	7	3.8x
3	Переключаемая поляризационно-разнесенная антенная система	128	450	—	5.5	1.7x
4	Разработанное устройство + переключаемая поляризационно-разнесенная антенная система	41	135	210	8	5.3x

Базовая конфигурация на дистанции 4 метра демонстрирует время заряда 215 секунд, при использовании только разработанного устройства этот показатель сокращается до 57 секунд, при использовании только адаптивной антенны – до 128 секунд. Совместное применение дает результат 41 секунда. На дистанции 6 метров базовая конфигурация требует 720 секунд, что делает практическое применение затруднительным, тогда как комбинированная система обеспечивает заряд за 135 секунд. На дистанции 8 метров базовая конфигурация не способна достичь порога в принципе, разработанное устройство в одиночку достигает порога за 480 секунд, а совместно с адаптивной антенной – за 210 секунд.

Проведенное исследование подтвердило гипотезу о том, что традиционные Wi-Fi сети, оптимизированные исключительно для задач коммуникации, являются неэффективным источником энергии для IoT-устройств. Переход к специализированным излучателям, работающим в том же частотном диапазоне, но использующим иные принципы формирования сигнала, открывает путь к практическому внедрению технологии беспроводного питания. Разработанное устройство на базе ESP32-S3 демонстрирует энергоэффективность, вдвое превосходящую стандартное сетевое оборудование при четырехкратном выигрыше в скорости заряда накопления.

Не менее значимым фактором является адаптация приемной части к условиям распространения сигнала. Разработанная антенная система с переключением поляризации позволяет эффективно бороться с многолучевыми замираниями без усложнения алгоритмов цифровой обработки и без увеличения габаритов устройства более чем на 15% по сравнению с одноантенной конфигурацией.

Полученные результаты позволяют сформулировать требования к перспективным системам беспроводного питания IoT-устройств. На стороне передатчика необходима поддержка режимов с высокой скважностью излучения либо непрерывной несущей, а также возможность программного конфигурирования параметров выходного сигнала. На стороне приемника целесообразно применение методов разнесенного приема, адаптированных к специфике преобразования энергии, а не к качеству демодуляции информационного сигнала.

Дальнейшие исследования будут направлены на интеграцию предложенных решений в единую самоорганизующуюся сеть, где разработанное устройство, IoT-датчики и стандартные точки доступа будут координировать свои действия для достижения глобального оптимума по критерию энергетической эффективности. Также представляет интерес исследование применимости разработанных методов для диапазона 5 ГГц, где затухание сигнала выше, но потенциально доступна более широкая полоса частот.

В настоящей работе представлены два взаимодополняющих подхода к повышению эффективности сбора Wi-Fi энергии для питания IoT-устройств. Разработан программно-конфигурируемый передатчик, генерирующий оптимизированное для задач энергопередачи излучение. Экспериментально доказано, что применение такого передатчика сокращает время заряда накопительного конденсатора в 2,2 раза на дистанции 4 метра по сравнению со стандартным Wi-Fi роутером. Предложена и реализована адаптивная приемная антенная система с переключением поляризации, обеспечивающая увеличение среднего уровня выпрямленного напряжения на 62% и снижение вероятности глубоких замираний. Полученные результаты могут быть использованы при проектировании энергоэффективных сетей интернета вещей и создании инфраструктуры беспроводного питания для распределенных сенсорных систем.

Список использованных источников

1. Артемьев Б.В., Алпатов А.В., Сацков М.А., Юлдашев М.Н. Анализ методов и средств беспроводной передачи энергии // Датчики и системы. 2022. № 1 (260). С. 3-11
2. Espressif Systems. ESP32-S3 Series Datasheet [Text] / Espressif Systems. — Version 1.6. — Shanghai : Espressif Systems, 2023. — 78 p.
3. Смирнов, А. В. Фрактальная ректенна для сбора энергии в Wi-Fi диапазоне / А. В. Смирнов, И. А. Горбачев, А. В. Горбунова, А. С. Фионов, В. В. Колесов, И. Е. Кузнецова // РЭНСИТ (Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии). — 2020. — Т. 12, № 3. — С. 313–318.

УДК 539.216.2:621.386

ПРИМЕНЕНИЕ ГРАФИТОПОДОБНЫХ АМОРФНЫХ УГЛЕРОДНЫХ ПЛЁНОК В ДАТЧИКАХ РЕНТГЕНОВСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

И.А. ВРУБЛЕВСКИЙ¹, Д.А. КАВАЛЕНКА¹, Е.Н. МУРАТОВА², В.А. МОШНИКОВ²,
В.Б. БЕССОНОВ²

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

²Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
(г. Санкт-Петербург, Россия)

E-mail: Sokolovaeknik@yandex.ru

Аннотация. На основе анализа электрофизических свойств тонких плёнок графитоподобного аморфного углерода (ГПАУ) предложена концепция их использования в резистивных датчиках рентгеновского излучения. Обсуждается связь между прыжковым механизмом проводимости, заполнением локализованных состояний и чувствительностью к ионизирующему излучению.

Abstract. Based on the analysis of the electrophysical properties of thin graphite-like amorphous carbon (GAC) films, a concept for their use in resistive X-ray radiation sensors is proposed. The relationship between the hopping conduction mechanism, the filling of localized states, and sensitivity to ionizing radiation is discussed.

Введение

Рентгеновские датчики требуют материалов с регулируемым сопротивлением, радиационной стойкостью и способностью регистрировать слабые токи. ГПАУ-плёнки обладают р-типом проводимости, содержат нанокластеры sp^2 -углерода в диэлектрической sp^3 -матрице и демонстрируют прыжковый транспорт с переменной длиной прыжка [1-3]. Эти свойства критически важны для радиационно-стимулированных эффектов, что делает ГПАУ-плёнки перспективной альтернативой традиционным полупроводникам [4, 5].

Основная часть

В данной работе методом электронно-лучевого испарения получены тонкие (около 50 нм) плёнки ГПАУ на стеклянных подложках с никелевым слоем и кремниевых подложках с термическим SiO_2 . После осаждения проводился отжиг в вакууме при 973 К в течение 9 мин для стабилизации структуры.

Показано, что вольтамперная характеристика (ВАХ) плёнок ГПАУ симметрична, гистерезис отсутствует, а в логарифмических координатах наблюдаются два линейных участка [1]. Результаты представлены на рис. 1.

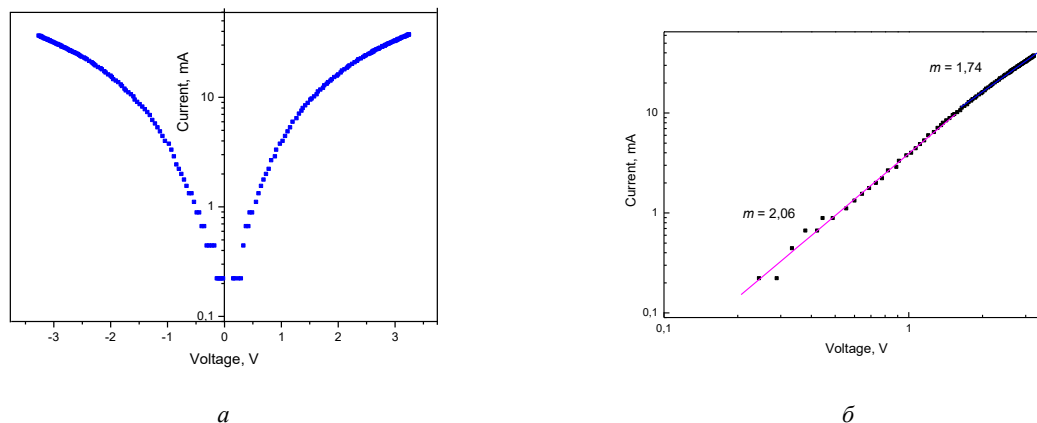


Рис. 1. ВАХ аморфной углеродной пленки, подобной графиту: *а* – в полулогарифмических координатах; *б* – в логарифмических координатах

Первый (наклон $m=2,06$) соответствует моноэнергетическим ловушкам и токам, ограниченным пространственным зарядом. Второй (наклон $m=1,74$) указывает на дополнительный прыжковый перенос по хвосту валентной зоны при повышенном поле. Температурные зависимости сопротивления в координатах $\lg R=f(T^{-1/4})$ подтверждают механизм Мотта.

Сочетание прыжкового транспорта, чувствительности к заполнению ловушек и поляризационных эффектов делает плёнки ГПАУ структурно-чувствительными материалами, параметры которых (размер кластеров, количество дефектов, соотношение sp^2/sp^3) могут быть целенаправленно изменены режимами осаждения и отжига. Это открывает возможность настройки детекторных характеристик под конкретные задачи рентгеновской диагностики (например, микрофокусная томография [4,5]).

При облучении рентгеном в материале генерируются неравновесные электронно-дырочные пары, которые заполняют локализованные состояния. Это изменяет эффективную проводимость аналогично эффекту при увеличении инжекционного тока. Отсутствие гистерезиса гарантирует стабильность отклика. Низкочастотный рост ёмкости обусловлен поляризацией Максвелла–Вагнера на границах «проводящий нанокластер – диэлектрическая прослойка», что усиливает чувствительность при интегрирующем режиме регистрации.

В отличие от традиционных полупроводников (Si, CdTe), плёнки ГПАУ не требуют сложной очистки и легирования, а их резистивный режим регистрации позволяет создавать компактные детекторы с прямым считыванием тока без усилителей заряда.

Заключение

Таким образом, в работе показано, что графитоподобные аморфные углеродные плёнки благодаря hopping-механизму проводимости, наличию локализованных состояний и чувствительности к внешним воздействиям могут быть использованы как основа твердотельных датчиков рентгеновского излучения. Радиационная стойкость и технологическая совместимость с кремниевой электроникой открывают путь к созданию недорогих и компактных детекторов нового поколения.

Измерения проводились на оборудовании «Лаборатории силовой электроники» ПИШ СПбГЭТУ «ЛЭТИ». Электрофизические свойства изучались путем измерения и анализа ВАХ (на характериографе Прогресс-3000) и $C-V$ (на анализаторе вольт-фарадных характеристик TH512), с использованием зондовой станции SEMISHARE M6.

Список использованных источников

1. Moshnikov V.A., Muratova E.N., Vrublevsky I.A., et.al. // Materials 2025, 18, P. 3977. <https://doi.org/10.3390/ma18173977>
2. Muratova E. N., Vrublevsky I. A., Moshnikov V. A., et.al. // Materials, 2026, 19(10), P. 1965. <https://doi.org/10.3390/ma19101965>.
3. Мошников В.А., Александрова О. А. Новые углеродные материалы: Учеб. пособие. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2008. 92 с.
4. Потрахов Н.Н. Контроль промышленных изделий методом микрофокусной рентгенографии / Н.Н. Потрахов, К.К. Гук, В.Б. Бессонов // Заводская лаборатория. Диагностика материалов. 2023; 89(3), С. 31-37. <https://doi.org/10.26896/1028-6861-2023-89-3-31-37>.
5. Бессонов В. Б. Особенности разработки программно-аппаратных комплексов для микрофокусной рентгеновской компьютерной томографии / В.Б. Бессонов, И.А. Ларионов, А.В. Ободовский // Физические основы приборостроения. 2019. Т. 8. № 4(34). С.23 - 33.

УДК 538.945:621.385.6

СВЕРХПРОВОДНИКОВЫЕ КОМПОНЕНТЫ КАК ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА КВАНТОВЫХ РАДИОСИСТЕМ СВЧ-ДИАПАЗОНА

М.В. КАБИН

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: anarchickyttik@gmail.com

Аннотация. Рассматриваются ключевые сверхпроводниковые компоненты, применяемые в качестве элементной базы квантовых радиосистем СВЧ-диапазона. Описаны принципы работы переходов Джозефсона, сверхпроводниковых кубитов и высокодобротных микроволновых резонаторов. Показаны перспективы применения данных компонентов в системах квантовой связи и квантовой радиолокации.

Abstract. The key superconducting components used as the elemental base of quantum microwave radio systems are considered. The operating principles of Josephson junctions, superconducting qubits, and high-Q microwave resonators are described. The prospects for applying these components in quantum communication and quantum radar systems are presented.

Введение

Развитие квантовых технологий открывает принципиально новые возможности для создания радиосистем с характеристиками, недостижимыми в рамках классической радиоэлектроники. Ограничения закона Мура, достигнутые к середине 2010-х годов, стимулировали интерес к альтернативным вычислительным парадигмам, среди которых квантовые вычисления и квантовые сенсоры занимают ведущее положение. В радиоэлектронике квантовые эффекты позволяют преодолеть стандартный квантовый предел (SQL) по чувствительности приёмников и достичь принципиально новых показателей обнаружения слабых сигналов. Ключевую роль в построении квантовых радиосистем СВЧ-диапазона играют сверхпроводниковые компоненты, работающие при криогенных температурах вблизи абсолютного нуля (10–20 мК). Переходы Джозефсона, сверхпроводниковые кубиты и высокодобротные микроволновые резонаторы формируют элементную базу устройств, в которых квантовые состояния являются непосредственным носителем информации или зондирующего сигнала. Быстрый прогресс в технологии изготовления переходов, литографии и криогенной аппаратуры за последние 25 лет позволил увеличить времена когерентности кубитов на шесть порядков величины – от единиц наносекунд в 1999 году до более чем 1 миллисекунды в настоящее время.

Целью настоящей работы является систематическое рассмотрение основных типов сверхпроводниковых компонентов – переходов Джозефсона, кубитов различных архитектур, микроволновых резонаторов и криогенных систем – с акцентом на сравнительный анализ их характеристик и применимость в задачах квантовой радиолокации и связи. Отдельное внимание уделяется современным достижениям в области масштабирования и перспективам практической реализации квантовых радиосистем на базе рассматриваемой элементной базы.

Основная часть

Физические принципы и параметры переходов Джозефсона. Фундаментальным нелинейным элементом сверхпроводниковых квантовых цепей является переход Джозефсона (ПД) – туннельный контакт двух сверхпроводников (как правило, ниобия, Nb), разделённых тонким диэлектрическим барьером из оксида алюминия AlO_x толщиной 1–2 нм. В отличие от классических реактивных элементов, индуктивность ПД нелинейна и зависит от протекающего тока:

$$L_J = \frac{\Phi_0}{2\pi I_0 \cos \varphi} \quad (1)$$

где $\Phi_0 = 2,07 \cdot 10^{-15}$ Вб – квант магнитного потока, I_0 – критический ток, φ – разность фаз параметра порядка. Эта нелинейность обеспечивает неравноотстоящий энергетический спектр, что принципиально отличает контур с ПД от гармонического осциллятора и позволяет адресовать только два соседних уровня – состояния $|0\rangle$ и $|1\rangle$ – не затрагивая остальные.

Динамика ПД описывается двумя уравнениями Джозефсона:

$$I = I_0 \sin \varphi \quad (2)$$

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{2eU}{\hbar} \quad (3)$$

где U – напряжение на контакте, e – заряд электрона, $\hbar$ – редуцированная постоянная Планка.

Совместное решение этих уравнений с уравнением для ёмкости C и проводимости G даёт модель RCSJ (Resistively and Capacitively Shunted Junction), описывающую квантовые флуктуации и тепловые переключения. Для квантовых применений критически важна схема с низким шунтированием: выполнение неравенства $EJ/EC \gg 1$, где $EJ = \Phi_0 I_0 / 2\pi$ – энергия Джозефсона, $EC = e^2 / 2C$ – зарядовая энергия, обеспечивает высокую нечувствительность к зарядовому шуму. Современные переходы типа Nb–AlO_x–Nb изготавливаются методом двойного угла напыления с плотностью критического тока 1–30 кА/см², площадью контакта 0,01–1,0 мкм² и разбросом параметров в серийном производстве не более 2–3 % [3].

Архитектуры сверхпроводниковых кубитов. На основе переходов Джозефсона реализуются кубиты нескольких архитектур, различающихся по доминирующему типу флуктуаций и методам их подавления. Зарядовый кубит (charge qubit, 1999 г.) представлял собой «Cooper pair box» – небольшой сверхпроводниковый островок, ёмкостно связанный с резервуаром. При $EJ / EC \sim 1$ энергетические уровни сильно зависят от индуцированного заряда, что ограничивало время когерентности значениями порядка 1–2 нс из-за флуктуаций фоновых зарядов в подложке. Трансмон-кубит (Koch et al., 2007) решил эту проблему за счёт ёмкостного шунтирования большим конденсатором: отношение EJ / EC поднимается до 50–100, чувствительность к зарядовому шуму экспоненциально падает при сохранении достаточной нелинейности. Трансмон функционирует на частотах 4–8 ГГц, что соответствует диапазону стандартного СВЧ-оборудования [1, 6]. Флакониум (Manucharyan et al., 2009) использует сверхиндуктор – цепочку из десятков–сотен переходов – для достижения $L > 100$ нГн. В оптимальной точке по магнитному потоку ($\varphi_{ext} = \pi/2$) флакониум демонстрирует $T_1 > 300$ мкс и $T_2 > 180$ мкс [7]. Трёхмерный трансмон (3D-transmon) помещается в высокочастотную алюминиевую полость, что позволяет избавиться от большинства источников потерь, характерных для планарных подложек, и достичь $T_1 > 1200$ мкс.

Основные характеристики перечисленных архитектур сведены в таблицу 1; графическое сравнение представлено на рисунке 1.

Таблица 1. Сравнительные характеристики архитектур сверхпроводниковых кубитов

Архитектура	Год	Частота, ГГц	T_1 , мкс	T_2 , мкс
Charge qubit	1999	~5	0,001	0,0005
Transmon	2007	4–8	150	100
Fluxonium	2009	0,5–5	300	180
3D-transmon	2011	5–7	1 200	800
Cat-qubit	2020	3–6	800	500

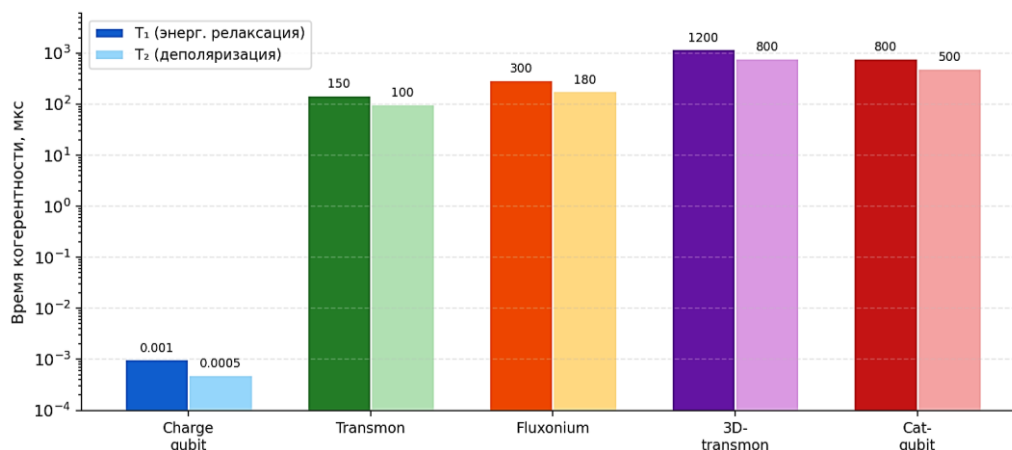


Рис.1. Сравнение T_1 и T_2 архитектур сверхпроводниковых кубитов (данные 2020–2024)

Высокочастотные микроволновые резонаторы и квантовая электродинамика цепей. Сверхпроводниковые микроволновые резонаторы (CMR) выполняют функции элементов квантовой связи, квантовой памяти и шин считывания. Добротность Q характеризует время хранения энергии:

$$\tau_{\text{фот}} = \frac{Q}{\pi f} \quad (4)$$

В планарных резонаторах на ниобии достигается $Q = 10^5$ – 10^6 ($\tau_{\text{фот}} \sim 10$ – 100 мкс), тогда как в трёхмерных алюминиевых полостях $Q > 10^9$ ($\tau_{\text{фот}} > 1$ мс) [2]. Архитектура circuit QED реализует сильную связь кубита и резонатора: константа $g/(2\pi)$ достигает 100–300 МГц при стандартных параметрах трансмона, обеспечивая режим $g > (\kappa, \gamma)$. В этом режиме возможно когерентное считывание состояния кубита через дисперсионный сдвиг $\chi = g^2/\Delta$ частоты резонатора. Параметрические усилители Джозефсона – бегущей волны (JTWPA) и стоячей волны (JRAA) – снижают шумовую температуру считывающей цепи до 100–200 мК, что на порядок ниже шумовой температуры

криогенных НЕМТ-усилителей. Это позволяет проводить высокоточную одноразовую проекцию (single-shot readout) с fidelity выше 99 % за время считывания менее 1 мкс [1].

Криогенная инфраструктура. Функционирование сверхпроводниковых компонентов требует охлаждения до температур 10–20 мК – значений, при которых выполняется условие $kT \ll \hbar\omega$ для типичных частот кубитов 5–7 ГГц ($\hbar\omega/k \approx 240\text{--}340$ мК). Рефрижераторы растворения (dilution refrigerator) основаны на эффекте фазового расслоения смеси ^3He – ^4He и обеспечивают непрерывное охлаждение до 10–15 мК с холодопроизводительностью 0,4–1,0 мВт при 100 мК. Типичная установка включает 5–6 термостатических ступеней: 300 К (комнатная температура), 50 К, 4 К, 800 мК, 100 мК и 10–20 мК. На каждой ступени входные СВЧ-линии оснащаются аттенюаторами, фильтрами и изоляторами (ферритовыми циркуляторами) общим затуханием 60–80 дБ, что обеспечивает тепловую оккупацию резонансной моды $\bar{n} < 0,01$ фотона. Линии считывания защищены цепочкой изоляторов с развязкой 40–60 дБ, предотвращающих проникновение теплового излучения усилителя к кубиту. Сверхпроводниковые нанопроволочные детекторы одиночных фотонов (SNSPD) на основе NbN обеспечивают эффективность $\eta > 90$ % при временном джиттере $\delta t < 30$ пс и тёмных отсчётах менее 1 Гц, что делает их незаменимыми в системах квантового распределения ключей [4].

Применение в системах квантовой связи. Сверхпроводниковые квантовые цепи применяются для генерации запутанных микроволновых фотонов посредством параметрической накачки: при возбуждении двухмодового сжимающего усилителя на частоте $\omega_p = \omega_s + \omega_i$ создаётся двухмодовое сжатое состояние (two-mode squeezed vacuum) с уровнем запутанности до –12 дБ ниже стандартного квантового предела. Протоколы квантового распределения ключей на непрерывных переменных (CV-QKD) с микроволновыми каналами позволяют достигать скоростей генерации секретного ключа порядка 1 Мбит/с на расстояниях до нескольких метров, что представляет практический интерес для защищённых внутриобъектовых каналов в центрах обработки данных и критической инфраструктуре. Перспективным направлением является квантовая сеть, объединяющая сверхпроводниковые процессоры посредством оптоволоконна. Для этого необходимо преобразование микроволновых квантовых состояний в оптические (microwave-to-optical transduction): текущая эффективность преобразования на основе электрооптических кристаллов составляет 10–15 %, что недостаточно для безошибочной передачи запутанности [3].

Применение в квантовой радиолокации. Концепция квантового радара на основе принципа квантового освещения (quantum illumination, Tan et al., 2008) предполагает использование запутанных СВЧ-пар «сигнал–холостой» для обнаружения слабоотражающих объектов в условиях сильного теплового фона. При числе тепловых фотонов $n_s \gg 1$ и малом коэффициенте отражения $\kappa \ll 1$ вероятность ошибки обнаружения масштабируется как $P_e \sim \exp(-M \kappa NS / NB)$, где M – число использованных пар мод, NS и NB – средние числа фотонов сигнала и фона. Теоретический выигрыш квантового освещения над оптимальным классическим когерентным радаром составляет 6 дБ по экспоненте вероятности ошибки [5]. Первые экспериментальные демонстрации с использованием сверхпроводниковых параметрических усилителей (Barzanjeh et al., 2015, 2020) подтвердили принципиальную реализуемость квантового освещения в СВЧ-диапазоне; достигнутое улучшение отношения сигнал/шум составило 0,6–1,0 дБ при мощности зондирующего сигнала порядка единичных фотонов. Ключевыми техническими барьерами остаются: квантовая память для хранения холостого фотона на время пробега сигнала до цели и обратно (требуется $\tau_{\text{пам}} > 2R/c$, что при $R = 1$ км составляет $\sim 6,7$ мкс), а также совместное когерентное измерение сигнального и холостого фотонов с эффективностью, превышающей 50 %.

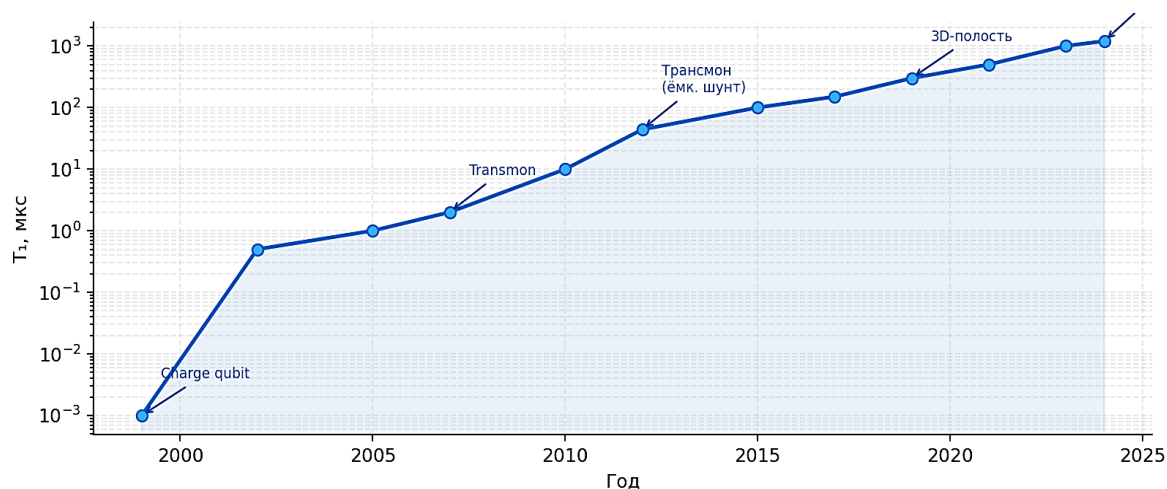


Рис.2. Прогресс времён энергетической релаксации T1 (1999–2024)

Масштабирование и перспективы развития. Современный уровень развития сверхпроводниковых квантовых процессоров определяется системами с сотнями и тысячами физических кубитов: IBM Quantum в 2023 году представила процессор Condor на 1121 кубит, Google Quantum AI достигла квантового превосходства на 53-кубитном Sycamore (2019) и реализовала поверхностный код с 72 кубитами (Willow, 2024). Масштабирование ставит перед разработчиками ряд инженерных задач. Первая – трёхмерная интеграция: размещение сотен кубитов в одном слое ограничено перекрёстными наводками; технологии flip-chip bonding и через-кремниевых переходов (TSV) позволяют распределить кубиты по нескольким слоям. Вторая – классическая управляющая электроника: каждый кубит требует нескольких аналоговых и цифровых каналов управления; размещение CMOS-схем на уровне 4 К снижает теплотери кабельной разводки и уменьшает сложность криостата. Третья – коды исправления квантовых ошибок: для надёжных вычислений необходимо удерживать частоту ошибок ниже порога поверхностного кода (~0,5–1 %). Современные лучшие физические кубиты имеют частоту ошибок 0,1–0,3 %, что при накладных расходах ~1000:1 потребует порядка 10^6 физических кубитов для реализации одного отказоустойчивого логического кубита [8].

Заключение

Сверхпроводниковые компоненты – переходы Джозефсона, кубиты различных архитектур (трансмон, флаксониум, 3D-трансмон) и высокочастотные микроволновые резонаторы – формируют элементную базу нового класса квантовых радиосистем СВЧ-диапазона. Проведённый сравнительный анализ показал, что трёхмерный трансмон обеспечивает наибольшие времена когерентности ($T_1 > 1200$ мкс), флаксониум – наилучшее подавление флуксуального шума ($T_2 > 180$ мкс), а планарный трансмон остаётся наиболее технологически зрелой и масштабируемой платформой. Прогресс временных характеристик за 25 лет – от единиц наносекунд до более чем одной миллисекунды – свидетельствует о высоком темпе развития сверхпроводниковой квантовой электроники и открывает реальные перспективы создания устройств, функционально превосходящих классические аналоги.

Достигнутые времена когерентности и уровни управляемости квантовыми состояниями обеспечивают принципиальную реализуемость квантовых радаров с выигрышем 6 дБ по вероятности ошибки обнаружения и квантовых коммуникационных систем с информационно-теоретически доказуемой защитой. Дальнейшее развитие данного направления связано с решением трёх ключевых инженерных задач: масштабирования до миллиона физических кубитов с применением трёхмерной интеграции; разработки криогенной классической электроники на уровне 4 К с допустимым тепловыделением; повышения эффективности преобразования микроволновых квантовых состояний в оптический диапазон до уровня, позволяющего строить гибридные квантовые сети. Совокупное решение этих задач определит переход от лабораторных прототипов к промышленным квантовым радиосистемам.

Список использованных источников

1. Krantz, P. A quantum **engineer's** guide to superconducting qubits / P. Krantz [и др.] // Applied Physics Reviews. – 2019. – Vol. 6, № 2. – P. 021318.
2. Reagor, M. Advancements in superconducting microwave cavities and qubits for quantum information systems / M. Reagor [и др.] // Applied Physics Reviews. – 2024. – Vol. 11, № 1. – P. 011302.
3. Blais, A. Circuit quantum electrodynamics / A. Blais [и др.] // Reviews of Modern Physics. – 2021. – Vol. 93, № 2. – P. 025005.
4. Hadfield, R. H. Single-photon detectors for optical quantum information applications / R. H. Hadfield // Nature Photonics. – 2009. – Vol. 3. – P. 696–705.
5. Barzanjeh, S. Microwave quantum illumination / S. Barzanjeh [и др.] // Physical Review Letters. – 2015. – Vol. 114, № 8. – P. 080503.
6. Koch, J. Charge-insensitive qubit design derived from the Cooper pair box / J. Koch [и др.] // Physical Review A. – 2007. – Vol. 76, № 4. – P. 042319.
7. Manucharyan, V. E. Fluxonium: single Cooper-pair circuit free of charge offsets / V. E. Manucharyan [и др.] // Science. – 2009. – Vol. 326. – P. 113–116.
8. Google Quantum AI. Suppressing quantum errors by scaling a surface code logical qubit // Nature. – 2023. – Vol. 614. – P. 676–681.

УДК 004.056:[004.8+332.1]

ОПТИМИЗИРОВАННАЯ МОДЕЛЬ СЕТЕВОЙ АРХИТЕКТУРЫ УМНОГО ГОРОДА ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЕГО КИБЕРБЕЗОПАСНОСТИ

А.А. КЛЫЧЕВ, И.Г. ТАГАНГЫЛЫДЖОВ

*Инженерно-технологический университет Туркменистана имени Огуз хана
(г. Ашхабад, Туркменистан)*

E-mail: annamyrat.gylyjov@etut.edu.tm, i.tagangylyjov@etut.edu.tm

Аннотация. В статье предложена оптимизированная модель сетевой архитектуры умного города, ставящая во главу угла комплексную кибербезопасность. Разработана иерархическая трёхуровневая структура, органично объединяющая гетерогенные радиотехнологии – 5G NR, LoRaWAN, Zigbee, Wi-Fi 6E – с централизованной системой обнаружения вторжений. Для задачи оптимизации топологии сформулирована многокритериальная математическая модель на основе теории графов. Количественная оценка рисков реализована в рамках методологии FAIR с использованием метрики CVSS 4.0. Имитационное моделирование в среде NS-3 (1 200 узлов) подтвердило эффективность предложенной архитектуры: время обнаружения атак сократилось на 43,1%, а радиус их распространения – на 94,4%.

Abstract. The paper proposes an optimized smart city network architecture model with a primary focus on comprehensive cybersecurity. A hierarchical three-level structure is developed, organically integrating heterogeneous radio technologies – 5G NR, LoRaWAN, Zigbee, Wi-Fi 6E – with a centralized intrusion detection system. A multi-criteria mathematical model based on graph theory is formulated for the topology optimization task. Quantitative risk assessment is implemented within the FAIR methodology using the CVSS 4.0 metric. Simulation in NS-3 (1,200 nodes) confirmed the effectiveness of the proposed architecture: attack detection time was reduced by 43.1% and attack propagation radius by 94.4%.

Введение

Концепция умного города предполагает нечто большее, чем просто цифровизацию городского хозяйства: речь идёт об интеграции разнородных информационно-коммуникационных систем – транспортных, энергетических, коммунальных, медицинских и административных – в единую, реально функционирующую экосистему. По прогнозам IDC, к 2026 году суммарное число подключённых IoT-устройств в мире превысит 41,6 млрд, причём значительная их доля приходится именно на инфраструктуру умных городов. Данные ENISA Threat Landscape 2024 рисуют неоднозначную картину: умные города вошли в пятёрку наиболее уязвимых объектов критической инфраструктуры, а число кибератак на муниципальные IoT-системы в 2023 году возросло на 78% [1].

Принципиальная проблема кибербезопасности умного города – его архитектурная гетерогенность. Тысячи устройств, одновременно использующих несовместимые протоколы беспроводной связи – 5G NR, LoRaWAN, Zigbee, Z-Wave, NB-IoT, Wi-Fi 6E, – формируют расширенную поверхность атаки, которую не в состоянии перекрыть никакое периметровое решение. Отсутствие сквозной архитектурной концепции, учитывающей требования безопасности ещё на стадии проектирования, порождает многочисленные точки отказа и латентные векторы проникновения [2].

Классическая модель периметровой безопасности, построенная на доверии к IP-адресу, принципиально несовместима с динамикой умного города, где устройства непрерывно перемещаются, временно теряют связь и повторно подключаются к различным сегментам сети. Ответом на этот вызов служит парадигма Zero Trust Architecture (ZTA): ни одно устройство, ни один пользователь не считается доверенным по умолчанию – вне зависимости от его физического или логического местоположения в сети [3].

Цель настоящей работы – разработка оптимизированной сетевой архитектуры умного города, обеспечивающей комплексную кибербезопасность при одновременной минимизации сквозной задержки и максимизации пропускной способности критически важных сегментов.

Угрозы кибербезопасности в инфраструктуре умного города

Специфика угроз умного города обусловлена тремя взаимосвязанными факторами: масштабом развёрнутой IoT-инфраструктуры, физической доступностью оконечных устройств и критичностью управляемых ими систем жизнеобеспечения. Компрометация, например, системы управления светофорами или водоснабжением создаёт непосредственную угрозу безопасности граждан. Классификация основных угроз по подсистемам умного города приведена в таблице 1.

Таблица 1. Классификация угроз кибербезопасности по подсистемам умного города

Подсистема	Основные угрозы	Вектор атаки	Критичность
Транспорт и светофоры	Перехват управления, ложные команды	RF-спуфинг, MITM	Критическая
Энергосеть (Smart Grid)	Атаки на SCADA, отключение питания	Сетевое проникновение	Критическая
Водоснабжение	Фальсификация показаний датчиков	Подмена данных IoT	Высокая
Видеонаблюдение	Перехват потока, деанонимизация	Прослушивание канала	Высокая
Здравоохранение (IoMT)	Компрометация медицинских данных	Несанкц. доступ к БД	Высокая
Муниципальные сервисы	Фишинг, атаки на порталы	Веб-уязвимости	Средняя

Отдельного внимания заслуживают атаки на беспроводные каналы IoT-устройств. Протоколы LoRaWAN и Zigbee изначально проектировались в условиях жёстких ограничений по энергопотреблению, а не исходя из соображений безопасности, – что делает их уязвимыми к атакам воспроизведения (replay attacks) и целенаправленному подавлению радиоканала (RF jamming) [4]. Более того, анализ инцидентов за 2021–2024 гг. показывает: в 67% случаев успешного проникновения злоумышленники использовали слабозащищённые IoT-устройства в качестве опорной точки для последующего горизонтального перемещения по сети (lateral movement) [1]. Этот факт прямо указывает на необходимость строгой сегрегации трафика и микросегментации как базового архитектурного принципа.

Иерархическая трёхуровневая архитектура сети

Предлагаемая архитектура построена по принципу функционально разделённых уровней: уровень восприятия (датчики и актуаторы), уровень агрегации (граничные шлюзы) и уровень управления (туманная и облачная инфраструктура). Подобная иерархия позволяет локализовать трафик, минимизировать задержку и изолировать сегменты при развитии инцидента.

Уровень 1 – Восприятие (Perception Layer). Конечные устройства – датчики давления, движения, температуры, видеокамеры, счётчики умной сетки – обмениваются данными по беспроводным интерфейсам, классифицируемым по дальности: дальняя связь (5G NR до 1 Гбит/с при задержке <1 мс; NB-IoT; LoRaWAN до 15 км); средняя дальность (Wi-Fi 6E IEEE 802.11ax до 9,6 Гбит/с в диапазоне 6 ГГц); малая дальность (Zigbee IEEE 802.15.4, Z-Wave, Bluetooth 5.3 LE). Выбор технологии определяется сочетанием требований к дальности, пропускной способности и энергопотреблению конкретного приложения.

Уровень 2 – Агрегация (Edge/Fog Layer). Граничные шлюзы агрегируют трафик от 50–500 устройств нижнего яруса и одновременно выполняют первичную фильтрацию, локальную аналитику и криптографическую аутентификацию устройств с аппаратным корнем доверия на базе TPM 2.0 или Secure Element. Тем самым граница безопасности вынесена максимально близко к источнику данных.

Уровень 3 – Управление (Cloud/Core Layer). Центральная платформа реализует глобальную IDS/IPS, оркестрацию реагирования на инциденты и управление политиками Zero Trust. Межуровневое взаимодействие обеспечивается защищённым оптоволоконным каналом с резервированием по топологии кольца.

Математическая модель оптимизации топологии

Задача проектирования топологии сети умного города формализуется как задача многокритериальной оптимизации на ориентированном графе $G = (V, E)$, где V – узлы (IoT-устройства, шлюзы, концентраторы), E – рёбра (каналы связи). Каждому ребру $(i, j) \in E$ сопоставлен кортеж параметров: пропускная способность s_{ij} , задержка d_{ij} , индекс защищённости канала $s_{ij} \in [0, 1]$ и вероятность отказа p_{ij} .

Скалярная целевая функция, получаемая методом взвешенной суммы:

$$F(G) = w_1 \cdot f\_latency(G) + w_2 \cdot f\_security(G) + w_3 \cdot f\_resilience(G) \rightarrow \min \quad (1)$$

Составляющие функции (2)–(4) формализуют три конкурирующих критерия – задержку, защищённость и устойчивость к отказам:

$$f\_latency(G) = (1/|P|) \cdot \sum_{p \in P} \sum_{(i,j) \in p} d_{ij} \quad (2)$$

$$f\_security(G) = 1 - (1/|E|) \cdot \sum_{(i,j) \in E} s_{ij} \quad (3)$$

$$f\_resilience(G) = 1 - \prod_{(i,j) \in E_c} (1 - p_{ij}) \quad (4)$$

где E_c – множество мостов графа, P – множество кратчайших путей между критическими узлами.

Весовые коэффициенты w_1, w_2, w_3 задаются проектировщиком исходя из эксплуатационных приоритетов; в настоящей работе принято $w_1 = w_2 = w_3 = 1/3$.

Задача решается генетическим алгоритмом NSGA-II [5]: популяция кодируется матрицей смежности $A \in \{0, 1\}^{n \times n}$, оператор мутации добавляет/удаляет рёбра с вероятностью $p\_mut = 0,02$, скрещивание – двухточечный кроссовер. Ограничения: $\kappa(G) \geq 2$ (2-связность), $d\_max \leq 50$ мс, $s_{ij} \geq 0,7$, $\deg(v) \leq d\_max\_node$.

Реализация Zero Trust Architecture

Согласно NIST SP 800-207 [3], ZTA основана на принципе «никогда не доверяй, всегда верифицируй»: каждый запрос к ресурсу проходит явную аутентификацию и авторизацию независимо от сетевого местоположения инициатора.

Микросегментация. Каждая функциональная подсистема умного города изолируется в отдельный VLAN; межсегментный трафик проходит исключительно через контрольные точки применения политик (PEP). Решение о предоставлении доступа принимает движок PDP на основе атрибутов субъекта, ресурса и контекста:

$$A(d, r, c) = PDP(attr(d), attr(r), ctx(c)) \in \{allow, deny, step-up\} \quad (5)$$

Взаимная аутентификация. Все IoT-устройства аутентифицируются сертификатами X.509v3. Ресурсно-ограниченные узлы используют протокол DTLS 1.3 поверх UDP – облегчённый аналог TLS с минимальными вычислительными затратами. Обмен ключами реализован по схеме ECDHE с кривой Curve25519.

Динамический Trust Score. Уровень доверия каждого устройства пересчитывается каждые 100 мс:

$$TS(t) = TS(t-1) \cdot \alpha - \beta \cdot \sum_i w_i \cdot a_i(t) \quad (6)$$

где α – коэффициент затухания, β – штрафной коэффициент, $a_i(t)$ – бинарный индикатор i -й аномалии. При $TS(t) < TS\_min$ устройство автоматически переводится в карантинный сегмент до завершения ручной верификации [3].

Модель количественной оценки киберрисков

Распределение ресурсов безопасности между подсистемами умного города нуждается в объективном обосновании. Для этого применяется модель, основанная на методологии FAIR (Factor Analysis of Information Risk). Риск i -го актива:

$$R_i = P(threat_i) \cdot P(vuln_i | threat_i) \cdot L_i \quad (7)$$

Вероятности угроз и уязвимостей оцениваются соответственно по базе инцидентов ENISA и шкале CVSS 4.0; L_i – ожидаемые финансово-операционные потери. Совокупный риск инфраструктуры:

$$R_{total} = \sum_i c_i \cdot R_i \quad (8)$$

где c_i – коэффициент критичности, определяемый по результатам анализа воздействия на функции города (BIA). Результаты расчёта для шести подсистем сведены в таблице 2.

Таблица 2. Количественная оценка киберрисков подсистем умного города

Подсистема	P(threat)	P(vuln thr.)	L _i	c _i	R _i (усл. ед.)
Транспорт	0,72	0,41	850	1,0	251,2
Smart Grid	0,68	0,38	1 200	1,0	309,1
Водоснабжение	0,54	0,45	780	0,9	170,1
Видеонаблюдение	0,81	0,53	420	0,7	126,3
Здравоохранение	0,59	0,47	950	0,95	249,6
Итого	–	–	–	–	1 106,3

Приоритет распределения ресурсов безопасности – Smart Grid ($R = 309,1$), транспорт (251,2) и здравоохранение (249,6). Лидерство Smart Grid объясняется высокой вероятностью реализации угрозы в сочетании с максимальными ожидаемыми потерями. Этот результат коррелирует с данными ENISA о том, что энергетическая инфраструктура остаётся наиболее атакуемым сегментом умных городов [1].

Моделирование и оценка эффективности

Эффективность предложенной архитектуры исследовалась в среде NS-3 [6]. Тестовая топология включала 1 200 IoT-устройств, 24 граничных шлюза и 3 узла туманных вычислений. Сценарий атак охватывал четыре типа инцидентов: DDoS на шлюзы (1, 3, 7, 14-е сутки), атаку воспроизведения на LoRaWAN-канал (5-е сутки) и попытку горизонтального перемещения через скомпрометированный датчик (10-е сутки). Параметры беспроводных интерфейсов соответствовали паспортным характеристикам реального оборудования: LoRaWAN SF12 на 868 МГц, 5G NR Sub-6 GHz на 3,5 ГГц, Zigbee на 2,4 ГГц.

Результаты сравнения с базовой «плоской» архитектурой (без микросегментации) приведены в таблице 3.

Таблица 3. Сравнение показателей эффективности архитектур

Показатель эффективности	Базовая архитектура	Предложенная архитектура	Δ
Время обнаружения атаки (мс)	1 840	1 047	–43,1%
Пропускная способность (Мбит/с)	312	399	+27,9%
Задержка E2E (мс)	87,3	34,1	–60,9%
Радиус распространения атаки (узлов)	412	23	–94,4%
Доступность сервисов (%)	94,2	99,7	+5,5 п.п.
Ложные тревоги IDS (в сутки)	284	47	–83,5%

Наиболее показателен результат по радиусу распространения атаки: сокращение с 412 до 23 узлов (–94,4%) означает, что компрометация одного датчика в предложенной архитектуре не влечёт каскадного поражения смежных подсистем. Этот эффект достигнут за счёт микросегментации в сочетании с механизмом динамического карантина на основе Trust Score. Параллельное снижение числа ложных тревог с 284 до 47 в сутки (–83,5%) обусловлено применением контекстно-зависимых политик IDS, учитывающих поведенческий профиль каждого класса устройств.

Алгоритм оптимизации топологии для сети из $n = 1\,200$ узлов сошёлся за 847 итераций (~23 мин на Intel Xeon E5-2690v4, 2,6 ГГц). Время перепланирования при добавлении нового сегмента из 50 устройств составило 4,2 мин – приемлемо для оперативного масштабирования в условиях роста городской инфраструктуры [6].

Заключение

Проведённое исследование показало, что кибербезопасность умного города не сводится к наложению средств защиты поверх готовой сети – она должна быть встроена в архитектурный замысел с самого начала. Представленная работа вносит следующий вклад:

1. Систематизированы угрозы кибербезопасности для шести ключевых подсистем умного города; установлено, что 67% успешных атак реализуются через слабозащищённые IoT-устройства.
2. Разработана трёхуровневая гетерогенная архитектура (Perception → Edge → Cloud), встраивающая принципы Zero Trust на каждом уровне иерархии.
3. Предложена математическая модель многокритериальной оптимизации топологии на основе теории графов (формулы 1–4); ограничения обеспечивают 2-связность, ограничение задержки (≤ 50 мс) и минимальный уровень защищённости рёбер.
4. Разработана модель количественной оценки киберрисков в рамках FAIR/CVSS 4.0 (формулы 7–8); первоочередным объектом инвестиций в безопасность определена подсистема Smart Grid.
5. Моделирование в NS-3 (1 200 узлов) подтвердило: радиус распространения атак сократился на 94,4%, задержка E2E – на 60,9%, число ложных тревог – на 83,5%.

Перспективы дальнейших исследований: адаптация архитектуры для сетей 6G с поддержкой технологии реконфигурируемых интеллектуальных поверхностей (RIS); распределённое обнаружение вторжений на основе федеративного обучения без централизации данных; разработка профилей безопасности IoT-устройств в соответствии с требованиями ETSI EN 303 645.

Список использованных источников

1. ENISA Threat Landscape 2024: Smart Cities. – European Union Agency for Cybersecurity, 2024. – 112 p.
2. Alam T. A reliable communication framework and its use in internet of things (IoT) // Int. J. Sci. Res. Comput. Sci., Eng. and IT. – 2018. – Vol. 3, No. 5. – P. 450–456.
3. Rose S., Borchert O., Mitchell S., Connelly S. Zero Trust Architecture. NIST SP 800-207. – NIST, 2020. – 59 p.
4. Girard P. Security aspects of LoRaWAN // 2015 IEEE Globecom Workshops. – 2015. – P. 1–7.
5. Deb K., Pratap A., Agarwal S., Meyarivan T. A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II // IEEE Trans. Evol. Comput. – 2002. – Vol. 6, No. 2. – P. 182–197.
6. Riley G.F., Henderson T.R. The ns-3 network simulator // Modeling and Tools for Network Simulation. – Berlin: Springer, 2010. – P. 15–34.
7. Frustaci M., Pace P., Aloï G., Fortino G. Evaluating critical security issues of the IoT world // IEEE Internet of Things J. – 2018. – Vol. 5, No. 4. – P. 2483–2495.
8. ETSI EN 303 645 V2.1.1. Cyber Security for Consumer Internet of Things: Baseline Requirements. – ETSI, 2020. – 32 p.

УДК 621.372.852.1

МЕТОДИКА ВЫБОРА КОНСТРУКЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ФИЛЬТРОВ

Д.А. КОВАЛЕВИЧ, Д.В. КАЛИНОВСКИЙ

НП ООО «ОКБ ТСП»

(г. Минск, Беларусь)

E-mail: kovalevichda@okbtsp.com, kalinovskidv@okbtsp.com

Аннотация. Предложена классификация способов реализации пассивных электрических фильтров, применяемых в радиоэлектронике. Приведен сравнительный анализ технических характеристик фильтров различной конструкции. Предложена методика выбора оптимальной технологии построения электрического фильтра на основании условий его применения.

Abstract: A classification of methods for implementing passive electrical filters used in radio electronics is proposed. A comparative analysis of the technical characteristics of filters of various designs is provided. A methodology for selecting the optimal electrical filter design technology based on the conditions of its application is proposed.

Введение

В научной и технической литературе подробно описаны как теоретические основы построения электрических фильтров, так и готовые инженерные формулы, необходимые для их проектирования. Однако большое количество вариантов их конструкции требуют наличия методики выбора наиболее подходящей реализации в зависимости от условий их применения. В литературе [1] был предложен оригинальный удобный и наглядный способ представления основных параметров фильтров различной конструкции в координатах «частота-полоса» представленный на рис. 1. Он позволял в удобной форме произвести выбор оптимальной технологии производства проектируемого фильтра. К недостаткам предложенного подхода можно отнести отсутствие иных не менее важных параметров, таких как максимальная допустимая мощность подводимого сигнала, коэффициент прямоугольности, типовые потери, габаритные размеры и др. Помимо этого, в [1] были упомянуты далеко не все возможные технологии производства электрических фильтров, известные на момент написания работы. На сегодняшний день вариантов реализации пассивных электрических фильтров стало еще больше, что требует учета при выборе того или иного решения в процессе инженерной деятельности.

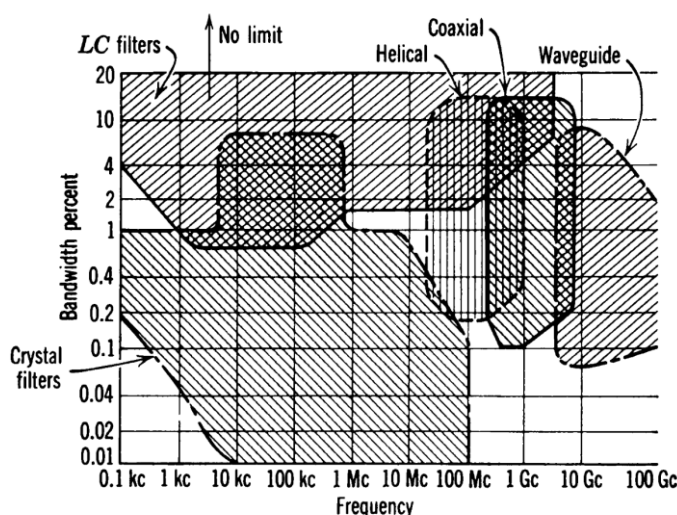


Рис. 1 Параметры фильтров различной конструкции из [1]

Технологии производства электрических фильтров

Технологии, упомянутые в [1], достаточно известны и не утратили своей актуальности и сегодня. К ним относятся:

Секция 4 «Радиотехнологии и их элементная база»

- фильтры на сосредоточенных элементах (LC-фильтры);
- кварцевые фильтры;
- коаксиальные фильтры;
- спиральные фильтры;
- волноводные фильтры.

Стоит отметить, что некоторые технологии производства фильтров не были отражены, а именно:

- керамические фильтры;
- фильтры на элементах с распределенными параметрами (в том числе микрополосковые);
- электромеханические фильтры.

Все упомянутые конструкции фильтров хорошо известны и в достаточной степени описаны в литературе [2, 3, 4]. Однако, за последнее время появилось большое количество новых подходов к производству электрических фильтров:

- фильтры с использованием акустических волн;
- диэлектрические фильтры;
- многослойные керамические фильтры;
- микроволновые интегральные фильтры;
- интегрированные в подложку волноводные фильтры;
- фильтры на железо-иттриевом гранате;
- гибридные фильтры на элементах с распределенными параметрами.

В основе работы фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ, в иностранной литературе SAW от Surface Acoustic Wave) лежит преобразование электромагнитного колебания в акустическое. Проигрывая в добротности кварцевым фильтрам и не отличаясь высокой допустимой мощностью проходящего сигнала, эти фильтры получили широкое распространение благодаря небольшим габаритам и низкой стоимости серийно выпускаемых образцов. Технология производства ПАВ-фильтров достаточно проста и имеет высокую повторяемость, однако с повышением частоты возрастают требования к разрешающей способности фотолитографии и обработке поверхности пьезоэлектрика, что приводит к ограничению рабочей частоты на уровне 3 ГГц [5].

Принцип работы фильтров на объемных акустических волнах (ОАВ, в иностранной литературе BAW от Bulk Acoustic Wave) основан на возбуждении продольной объемной акустической волны в тонкой пьезокристаллической пленке. На базе этой технологии теоретически могут быть реализованы полосовые фильтры, работающие в диапазоне частот до 20 ГГц, но широкое распространение в микроэлектронике получили образцы с частотами пропускания до 6 ГГц [6].

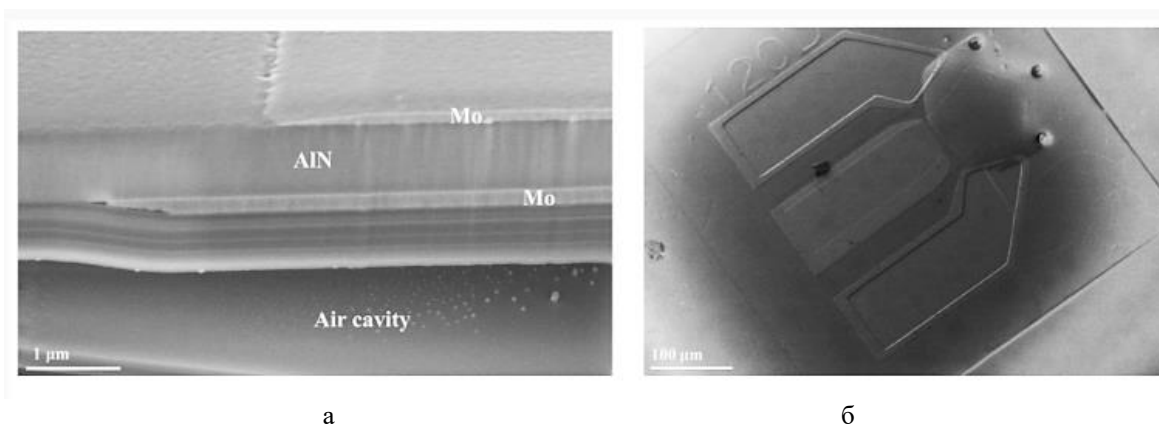


Рис. 2. Фото BAW-фильтра с полосой пропускания 160 МГц на частоте 3,4 ГГц полученное электронным микроскопом: *а* – фото слоев материала в активной части фильтра; *б* – общий вид фильтра

Микроволновые интегральные фильтры (в иностранной литературе MMIC от Monolithic Microwave Integrated Circuit) это компактные частотно-избирательные компоненты, выполненные на единой полупроводниковой подложке. В отличие от традиционных фильтров на дискретных элементах, MMIC-фильтры объединяют резонаторы и другие элементы схемы непосредственно в кристалле, что позволяет достичь миниатюрных размеров и высокой добротности за счёт снижения влияния паразитных характеристик [7]. Пример топологии приведен на рис. 3.

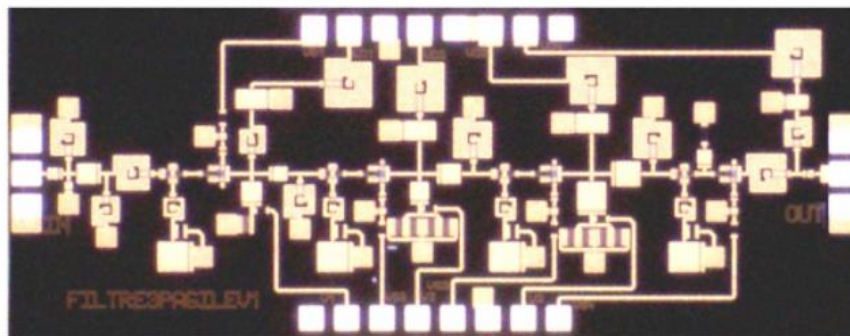


Рис. 3. Фотография частотно-перестраиваемого 3-полюсного полосового активного фильтра MMIC, выполненного по технологии GaAs P-HEMT. Размер: $(3,5 \times 1,3)$ мм²

Интегрированные в подложку волноводные фильтры (в иностранной литературе SIW от Substrate Integrated Waveguide) создаются во внутренних слоях печатных плат за счет полостей, ограниченных металлизацией верхнего и нижнего прилегающих слоев по вертикали и рядами металлизированных отверстий либо металлизированным торцом слоя по горизонтали [8]. Обладая компактными размерами и невысокой стоимостью производства SIW-фильтры превосходят по параметрам микрополосковые. Они не способны пропускать такие же высокие уровни мощности, как полые волноводы.

Диэлектрические фильтры строятся на базе диэлектрических резонаторов с высокой диэлектрической проницаемостью, что позволяет существенно снизить размеры за счет замедления электромагнитной волны в диэлектрике [9]. Существующие в настоящее время способы возбуждения резонаторов не позволяют получить внешнюю добротность менее 10, что соответствует максимальной относительной полосе пропускания фильтра не более 5%.

Многослойные керамические фильтры (в иностранной литературе LTCC от Low Temperature Co-fired Ceramic) изготавливаются путём спекания слоёв керамики с нанесёнными на них металлическими проводниками при относительно низкой температуре. Трёхмерная структура позволяет создавать фильтры значительно меньшего размера по сравнению с микрополосковыми. LTCC-фильтры обладают низкими вносимыми потерями (часто менее 1 дБ), высокой добротностью и низкой стоимостью производства [10]. При использовании технологии HTCC (в иностранной литературе HTCC от High Temperature Co-fired Ceramic) применяются материалы, которые подвергаются совместному обжигу при температуре выше 1600 °С. Фильтры, изготовленные по такой технологии значительно дороже, но могут использоваться в условиях воздействия экстремальных температур свыше 1000 °С. В данной работе HTCC фильтры не рассматриваются, ввиду отсутствия информации об их параметрах в открытых источниках.

Фильтры на сферах из иттриево-железистого граната (ЖИГ, в иностранной литературе YIG от Yttrium Iron Garnet sphere) обладают высокой добротностью от 100 до 200. Сфера, изготовленная из монокристалла синтетического иттриевого железистого граната, действует как резонатор. Электромагнитное поле изменяет резонансную частоту сферы и, следовательно, частоту, которую она пропускает. Преимущество такого типа фильтра заключается в том, что гранат можно настраивать в очень широком диапазоне частот, изменяя силу магнитного поля. ЖИГ-фильтр можно мгновенно перестраивать в пределах нескольких октав простым изменением тока управляющего магнита [12].

Гибридные фильтры совмещают в своей конструкции компоненты с распределёнными и сосредоточенными параметрами. К ним относится достаточно широкий класс готовых устройств, совмещающий в себе комбинации вышеупомянутых технологий в одном законченном изделии [11].

Мелкосерийное изготовление фильтров применяется только для решения специфических задач, где стандартные компоненты неприменимы. К этой категории относятся сложные волноводные структуры для космических аппаратов, специализированные SIW-фильтры, интегрированные непосредственно в топологию многослойных печатных плат, а также мощные объёмные резонаторы.

В сегменте массового производства фильтров в том числе ПАВ и LTCC технологий широко представлены японские и американские корпорации, такие как Murata, TDK, Skyworks и Qorvo, обеспечивающие компонентами всю сферу мобильной связи и потребительской электроники. СВЧ-диапазон и прецизионные LC-фильтры представлены такими брендами, как Mini-Circuits, K&L Microwave и Temwell, предлагающими широкий спектр готовых модулей для радиоэлектронной промышленности. На территории СНГ ключевыми центрами разработки фильтров являются АО «ОНИИП», ООО «БУТИС» и НПФ «Микран», в которых ведётся разработка и производство высоконадежных компонентов для профессиональной радиосвязи и радиолокации.

«ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ 2026»

Международная научно-техническая конференция, 9-10 июня 2026 г., Минск, Республика Беларусь

Сравнительные характеристики фильтров, выполненных с использованием различных технологий, сведены в табл. 1, 2 и 3, для наглядности на рис. 4 приведён график с диапазонами частот и полосами пропускания фильтров.

Таблица 1. Сравнительные характеристики электрических фильтров (начало)

№	Тип	Диапазон частот, МГц	Макс. полоса (*)	Коэффициент прямоугольности	Потери, дБ	Добротность резонат.
1	На сосредоточенных элементах (LC)	0 - 500	100%	3.0 - 5.0	1 - 3	30-150
2	Волноводные металлические (waveguide)	3K - 110K	15%	1.2 - 2.5	0.05 - 0.5	2000-10000
3	Волноводные интегрированные в подложку (SIW)	8K - 110K		2.0 - 3.5		
4	Диэлектрические монолитные	500 - 30K	5%	1.3 - 2.2	0.5 - 1.5	1000-5000
5	Многослойные керамические (LTCC)	80 - 10K	100%	1.2 - 1.5		50 - 150
6	Кварцевые дискретные	2 - 25	5 кГц	1.1 - 1.5	1 - 4	10000-150000
7	Кварцевые монокристалльные	10 - 100	100 кГц	1.1 - 1.5		
8	Керамические (ceramic)	0.25 - 11	300 кГц	2.0 - 3.5	2 - 4	100-500
9	Коаксиальные воздушные	400 - 20K	15%	1.8 - 2.8	0.2 - 1	1000-3000
10	Микроволновые интегральные (MMIC)	1K - 100K	5%	1.1 - 1.5	1.5 - 4	100-800
11	Микрополосковые	500 - 100K	100%	3.0 - 5.0	1 - 5	50-250
12	На элементах с распредел. параметрами	60 - 1K	100%	1.8 - 2.5	0.1 - 1	
13	На объёмные акустических волнах (BAW)	1.5K - 20K	5%	1.1 - 1.3	1 - 2.5	1000-2500

«ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ 2026»

Международная научно-техническая конференция, 9-10 июня 2026 г., Минск, Республика Беларусь

14	На поверхностных акустических волнах (SAW)	30 - 3К	10%	1.2 - 1.5	2 - 10	300-1000
15	Спиральные (Helical)	30 - 3К	15%	2.0 - 3.0	0.5 - 2	500-1500
16	Электромеханические	0.05 - 0.5	50 кГц	1.4 - 2.0	3 - 8	1000-10000
17	Гибридные фильтры	0.01 - 14К	100%	1.1 - 3.0	0.5 - 2	500-5000
18	На основе железо-иттриевого граната (YIG)	350 - 110К	1%	2.5 - 5	1.5 - 5.5	3000-10000

Примечание: * - возможность реализации ФНЧ и ФВЧ соответствует полосе 100%, остальные полосы – только ПФ.

Таблица 2. Сравнительные характеристики электрических фильтров (продолжение)

№	Макс. мощн., Вт	Импеданс, Ом	Темп. стаб., ppm/°C	Перестройка ⁽³⁾	Лин. разм. ⁽⁴⁾
1	100 - 10К ⁽¹⁾	произв.	50 - 500	эл.	мощн.
2	более 100К	50 - 500 ⁽²⁾	15 - 25	мех.	част.
3	10	120 - 200 ⁽²⁾	30 - 100	нет	
4	20	50 / 75	2 - 30	нет	5...30 мм
5				нет	2...5 мм
6	0,01	500 - 5К	0.5 - 2.0	эл.	кол-во резонат.
7				нет	5...20 мм
8		300 - 1.5К	50 - 200	нет	3...10 мм
9	5К	50 / 75	20 - 40	мех.	мощн. и част.
10	0,5	50	10 - 50	эл.	3...5 мм
11	1	50 / 75	50 - 150	нет	част.
12	2К	50 / 75		мех., эл.	мощн. и част.
13	5	50	2 - 20	нет	2...3 мм
14	1	50 - 200	30 - 50	нет	2...10 мм
15	100	50 / 75	30 - 80	мех.	мощн.
16	0,01	1К - 10К	10 - 50	нет	50...100 мм

17	250	50 / 75	2 - 20	мех., эл.	мощн. и част.
18	2	50	250 - 360	эл.	25...50 мм

Примечания:

1 – уменьшается с увеличением частоты;

2 – определяется геометрией сечения, согласуются через переходы;

3 – электронная, механическая;

4 – размеры могут определяться мощностью, частотой и количеством резонаторов.

Таблица 3. Сравнительные характеристики электрических фильтров (продолжение)

№	Ценовой диапазон BYN за шт.	Основные производители
1	5.00 - 80 (*)	Mini-Circuits, Murata
2	800 - 7 500	Mini-Circuits, ООО «СВВ», НПФ «Микран»
3	150 - 900	Mini-Circuits, Qorvo, АО «ОНИИП»
4	40 - 300	Murata, Huber+Suhner, НПФ «Микран»
5	0.5 - 5	Murata, TDK, Mini-Circuits, АО «ОНИИП», АО «ЦНИИ»
6	15 - 120 (*)	несерийное производство
7	3 - 15	NDK, Epson, АО «Морион», Завод «Метеор»
8	0.8 - 6	Murata, Walsin, TDK, АО «ОНИИП»
9	350 - 2 500	АО «Завод Магнетон», Huber+Suhner, Spinner
10	50 - 600	Mini-Circuits, Analog Devices
11	30 - 250	Mini-Circuits, НПФ «Микран»
12	120 - 800	Mini-Circuits, НПФ «Микран»
13	20 - 150	Qorvo, Broadcom, Skyworks Solutions
14	1.5 - 12.00	Murata, Qorvo, Qualcomm, ООО «БУТИС», АО «ОНИИП»
15	100 - 500	Temwell, Toko Inc, АО «ОНИИП»
16	80 - 400	АО «ОНИИП»
17	5 - 1500	Mini-Circuits, Filtronic, Kyocera AVX, АО «Микран»
18	3000 - 5000	Teledyne Microwave Solutions, Micro Lambda Wireless, АО «Завод Магнетон», НПФ «Микран»

Примечание: * – указана стоимость фильтра, с учётом возможности мелкосерийного изготовления по конструкторской документации.

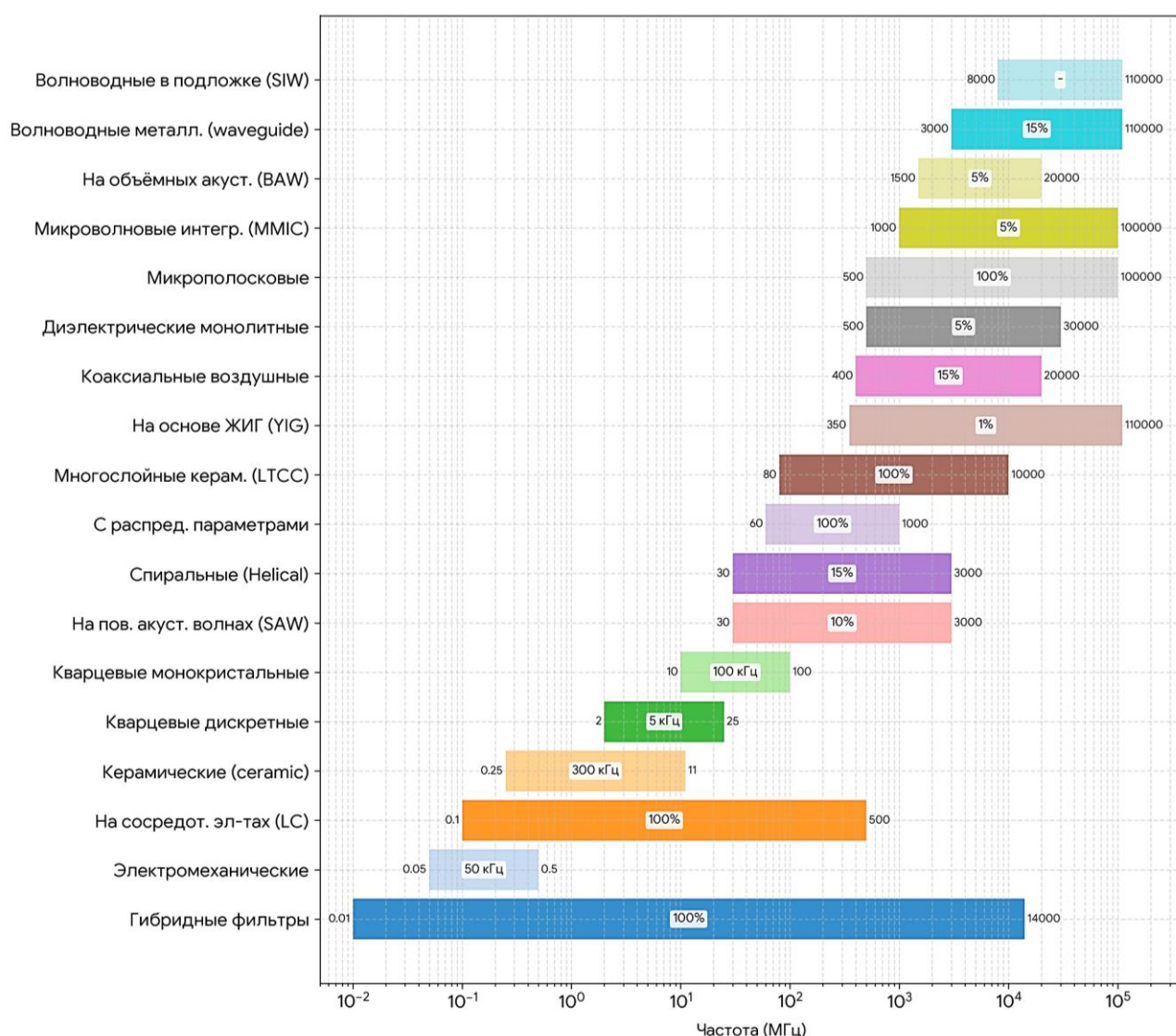


Рис. 4. Частотные диапазоны и полосы пропускания электрических фильтров разных типов

Методика выбора конструкции электрического фильтра

Методика выбора конструкции фильтра заключается в использовании данных из таблицы 1 и рисунка 4 при сопоставлении требуемого параметра фильтра диапазону значений, свойственному каждой технологии изготовления. Приоритетными являются частота, полоса, мощность и потери. Остальные параметры являются второстепенными и могут быть полезными в том случае, если при анализе основных параметров существует несколько возможных реализаций.

Заключение

Проведённый сравнительный анализ параметров электрических фильтров, реализованных с использованием различных технологий, позволяет при помощи предложенной методики осуществлять выбор оптимального варианта конструкции фильтра как при решении инженерных задач, так и в рамках образовательного процесса.

Список использованных источников

1. Зверев, А. И. Справочник по синтезу фильтров = Handbook of Filter Synthesis / А. И. Зверев. – Нью-Йорк : John Wiley & Sons, 1967. – 592 с.
2. Босый, Н. Д. Электрические фильтры : [учебное пособие для вузов] / Н. Д. Босый. – 4-е изд. – Киев : Гостехиздат УССР, 1960. – 616 с.
3. Маттей, Г. Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи : в 2 т. / Г. Л. Маттей, Л. Янг, Е. М. Т. Джонс ; пер. с англ. под ред. Л. В. Алексеева и Ф. В. Кушнера. – Москва : Связь, 1971–1972. – 2 т.
4. Андреев, Д. П. Механически перестраиваемые приборы СВЧ и разделительные фильтры / Д. П. Андреев, И. И. Гак, И. И. Цимблер. – Москва : Связь, 1973. – 256 с.
5. Орлов, В. С. Фильтры на поверхностных акустических волнах / В. С. Орлов, В. С. Бондаренко. – Москва : Радио и связь, 1984. – 272 с.
6. Hashimoto, K. Acoustic Bulk Wave Devices: Design, Fabrication, and Modeling / K. Hashimoto. – Boston : Artech House, 2003. – 256 p.
7. Ashley, A. MMIC GaAs Isolators and Quasi-Circulators With Co-Designed RF Filtering Functionality / A. Ashley, D. Psychogiou // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9. – P. 119864–119873.
8. Букин, С. П. Полосно-пропускающие фильтры, выполненные по SIW- и ESIW-технологиям / С. П. Букин, С. В. Крутиев // Электронная техника. Серия 1: СВЧ-техника. – 2019. – № 1 (540). – С. 13–21.
9. Безбородов, Ю. М. Фильтры СВЧ на диэлектрических резонаторах / Ю. М. Безбородов, Т. Н. Нарытник, А. М. Фёдоров. – Киев : Техніка, 1989. – 184 с.
10. Фильтры LTCC. Каталог продукции // Техно-ПАРК [Электронный ресурс]. – URL: <https://sawtechno.ru/catalog/filtry/filtry-ltcc/> (дата обращения: 14.05.2026)
11. Костелецкий В. П. Обзор гибридных фильтров для защиты радиоэлектронных средств от кондуктивных помех // Доклады ТУСУР. 2022. №1. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/obzor-gibridnyh-filtrov-dlya-zaschity-radioelektronnyh-sredstv-ot-konduktivnyh-pomeh> (дата обращения: 25.05.2026).
12. Дроботун Н. Стабилизация установки центральной частоты ЖИГ-фильтров в измерительных СВЧ-приборах компании «Микран» / Н. Дроботун, Д. Янчук, Н. Харитонов. — Текст : электронный // СВЧ-Электроника : [журнал]. — 2021. — 5 июля. — URL: <https://microwave-e.ru/design/stabilizacziya-ustanovki/> (дата обращения: 25.05.2026).

УДК 004.7

ТЕСТИРОВАНИЕ СЕТИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АДТИВНОЙ СВЕРТКИ НА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОМ ОБОРУДОВАНИИ

О.А. ЛАВШУК¹, Н.И. ЛИСТОПАД²

¹Белорусская государственная академия связи
(г. Минск, Республика Беларусь)

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: O.Lavshuk@bsac.by

Аннотация. Существующие протоколы маршрутизации осуществляют выбор маршрута без учета ее текущей загрузки и различных параметров передаваемого трафика, таких как, пропускная способность, задержка, джиттер и вероятность прохождения пакетов. В данной работе проводится проверка возможности использования результатов выполненного численного моделирования на реальном оборудовании в лаборатории учебного центра CISCO с использованием существующего протокола маршрутизации на базе состояния канала OSPF.

Abstract. Existing routing protocols perform route selection without taking into account the current network load and various parameters of the transmitted traffic, such as throughput, latency, jitter, and packet propagation probability. This paper examines the feasibility of using the results of numerical simulations on real equipment in the CISCO training center laboratory using the existing OSPF link-state routing protocol.

Проверка численного моделирования, рассмотренного в статьях [1, 2] выполнялась в лаборатории учебного центра CISCO УО «Белорусская государственная академия связи» имеется различное сетевое оборудование: маршрутизаторы, коммутаторы второго и третьего уровня. Выполнить проверку численного моделирования в маршрутизаторах не представляется возможным из-за ограниченного количества доступных интерфейсов. На рис.1 показана топология сети и собранная сеть на оборудовании.

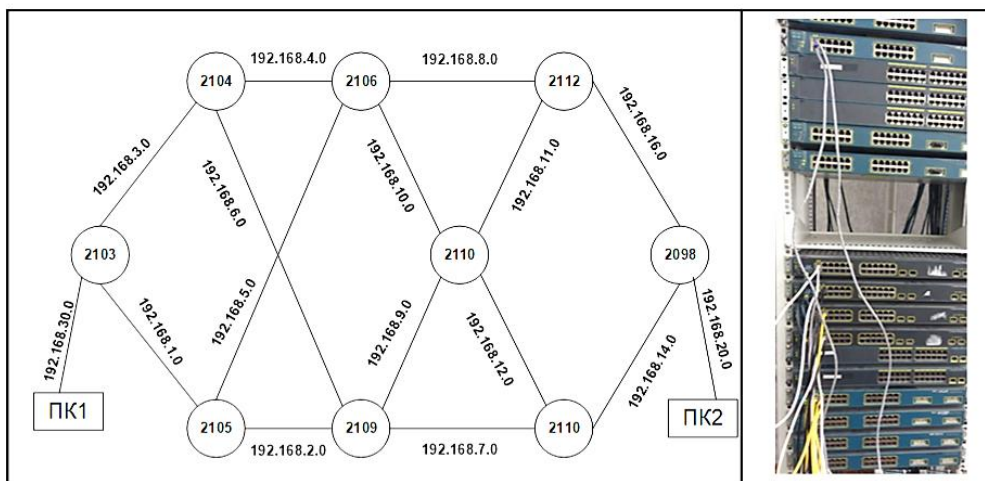


Рис. 1. Топология сети и собранная сеть на оборудовании

Для реализации сети необходимо минимум четыре однотипных интерфейса и было принято решение собрать топологию на коммутаторах CISCO серии 3750 и 3550. Коммутаторы серии 3750 и 3550 содержат по 24 порта Gigabit Ethernet с пропускной способностью 1000 Мбит/с и включают расширенное качество обслуживания (QoS), списки контроля доступа (ACL), статическую маршрутизацию, протоколы маршрутизации RIP, OSPF и EIGRP.

Для проверки численного моделирования настроили используемые порты, преобразовав их в маршрутизируемые и включили протокол маршрутизации OSPF в одной области для всех устройств нашей сети. Изменили настройку IP-конфигурации сетевого адаптера на ПК1 и ПК2, настройки приведены на рис. 2.

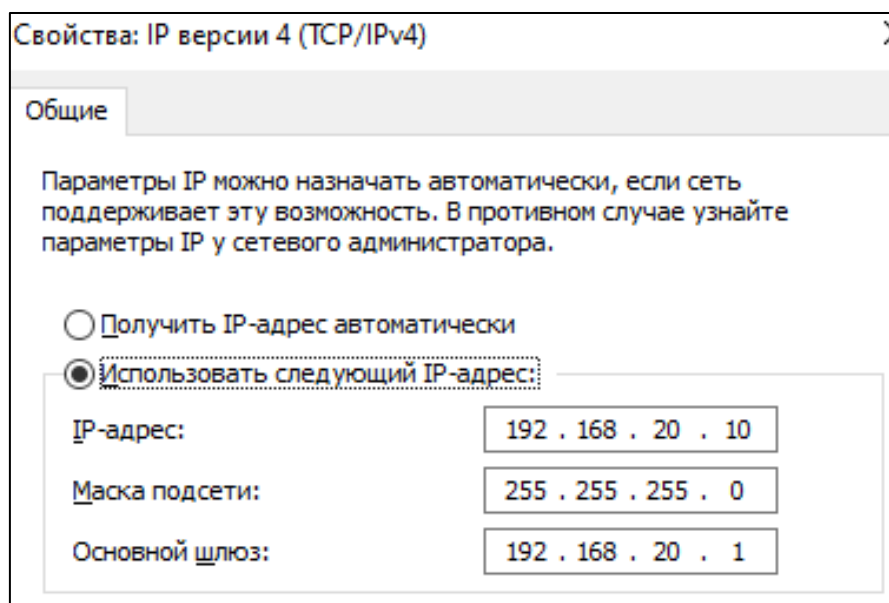


Рис. 2. IP-конфигурация сетевого адаптера ПК2

Выполнили проверку доступности ПК2 с ПК1, для чего использовали стандартную утилиту ping на ПК1.

```
C:\Users\user>ping 192.168.20.10

Обмен пакетами с 192.168.20.10 по 32 байтами данных:
Ответ от 192.168.20.10: число байт=32 время<1мс TTL=123
Ответ от 192.168.20.10: число байт=32 время<1мс TTL=123
Ответ от 192.168.20.10: число байт=32 время<1мс TTL=123
Ответ от 192.168.20.10: число байт=32 время<1мс TTL=123

Статистика Ping для 192.168.20.10:
    Пакетов: отправлено = 4, получено = 4, потеряно = 0
    (0% потерь)
Приблизительное время приема-передачи в мс:
    Минимальное = 0мсек, Максимальное = 0 мсек, Среднее = 0 мсек
```

Рис. 3. Результат проверки доступности ПК2

На рис. 3 показан результат проверки доступности ПК2 от ПК1. Проанализировав результат видим, что все четыре пакета отправлены и приняты ПК2, что говорит о доступности устройств. Посмотрим таблицу маршрутизации на устройстве 2103 с помощью команды *show ip route*, результат приведен на рис. 4.

```
o 192.168.12.0/24 [110/4] via 192.168.1.2, 00:06:04, FastEthernet1/0/2
o 192.168.13.0/24 [110/4] via 192.168.1.2, 00:06:04, FastEthernet1/0/2
o 192.168.14.0/24 [110/4] via 192.168.1.2, 00:06:04, FastEthernet1/0/2
o 192.168.8.0/24 [110/3] via 192.168.1.2, 00:06:04, FastEthernet1/0/2
o 192.168.9.0/24 [110/3] via 192.168.1.2, 00:06:04, FastEthernet1/0/2
o 192.168.10.0/24 [110/3] via 192.168.1.2, 00:06:04, FastEthernet1/0/2
o 192.168.11.0/24 [110/4] via 192.168.1.2, 00:06:04, FastEthernet1/0/2
o 192.168.4.0/24 [110/3] via 192.168.1.2, 00:06:04, FastEthernet1/0/2
o 192.168.5.0/24 [110/2] via 192.168.1.2, 00:06:04, FastEthernet1/0/2
o 192.168.6.0/24 [110/3] via 192.168.1.2, 00:06:04, FastEthernet1/0/2
o 192.168.7.0/24 [110/3] via 192.168.1.2, 00:06:04, FastEthernet1/0/2
c 192.168.1.0/24 is directly connected, FastEthernet1/0/2
o 192.168.2.0/24 [110/2] via 192.168.1.2, 00:06:04, FastEthernet1/0/2
c 192.168.3.0/24 is directly connected, FastEthernet1/0/1
```

Рис. 4. Таблица маршрутизации для устройства 2103

В таблице маршрутизации приведены все известные сети, о которых знает устройство 2103. В списке сетей наибольший интерес для нас представляет выделенная сеть, а именно 192.168.14.0 с метрикой 4 и следующим переходом 192.168.1.2. А также для исследования важен путь прохождения пакета от ПК1 до ПК2, который посмотрим с использованием утилиты трассировки *tracert* на рис. 5.

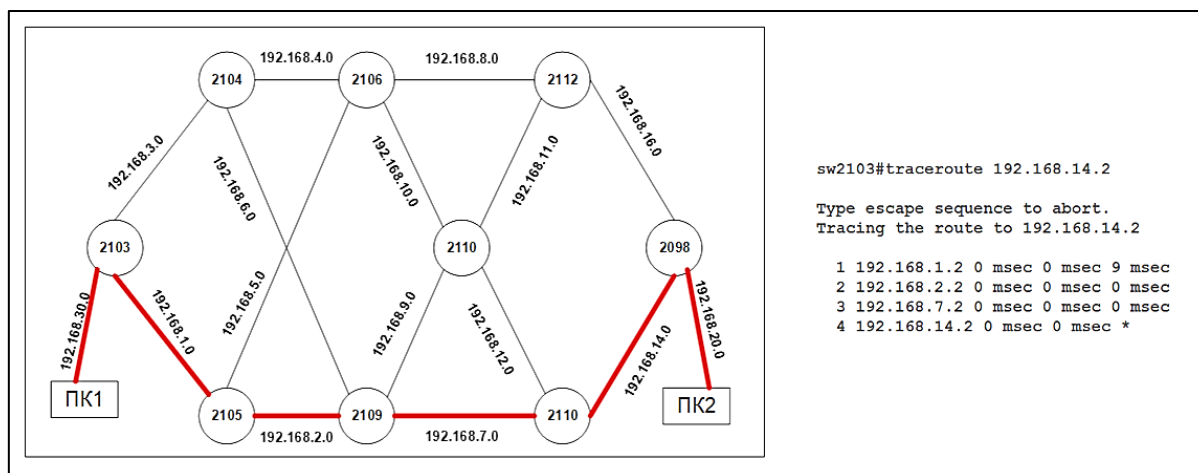


Рис. 5. Трассировка маршрута и оптимальный путь

Утилита *traceroute* отправляет заданному узлу серию из трех ICMP-пакетов. Из результата (рисунок 4) каждая цифра времени, например, для первого доступного устройства с IP-адресом 192.168.2.2 – это сумма трех задержек: задержка прохождения пакета от первого узла к четвертому + время обработки пакета узлом и время формирования ответного пакета + задержка прохождения ответного пакета от 2098 к 2103 устройству. Чем меньше время, тем быстрее осуществляется передача. При пересылке пакета от устройства 2103 к 2098. Пакет пройдет маршрут 2103-2105-2109-2110-2098.

В протоколе маршрутизации нет возможности изменить формулу для нахождения оптимального пути, сам алгоритм реализован либо аппаратно на устройстве, либо в операционной системе, доступ к которой закрыт. Но возможно изменять стоимость канала для каждого интерфейса. [3] В выполненном численном моделировании [2] аддитивная свертка находится в пределах $-1 < r < 1$. Использовать рассчитанные значения в протоколе OSPF нельзя. Для каналов оптимального маршрута предлагается установить минимальную стоимость 1, так как в протоколе OSPF наилучшим маршрутом считается путь с минимальной стоимостью. Затем рассматриваем следующий наилучший путь за оптимальным и для каналов, которые не входят в оптимальный устанавливаем стоимость 2. Далее берется третий по приоритету путь и для него необходимо назначить стоимость 3 для еще не используемых каналов. Таким образом назначаем стоимости для всех наилучших маршрутов.

После изменения настроек на устройствах посмотрим таблицу маршрутизации (рис. 6) и путь прохождения пакета (рис. 7).

```

sw2103#show ip route

Gateway of last resort is not set

O    192.168.12.0/24 [110/6] via 192.168.1.2, 00:02:59, FastEthernet1/0/2
O    192.168.13.0/24 [110/5] via 192.168.1.2, 00:02:59, FastEthernet1/0/2
O    192.168.14.0/24 [110/7] via 192.168.1.2, 00:02:59, FastEthernet1/0/2
O    192.168.8.0/24 [110/9] via 192.168.1.2, 00:02:59, FastEthernet1/0/2
O    192.168.9.0/24 [110/3] via 192.168.1.2, 00:02:59, FastEthernet1/0/2
O    192.168.10.0/24 [110/9] via 192.168.1.2, 00:02:59, FastEthernet1/0/2
O    192.168.11.0/24 [110/4] via 192.168.1.2, 00:02:59, FastEthernet1/0/2
O    192.168.4.0/24 [110/9] via 192.168.1.2, 00:02:59, FastEthernet1/0/2
O    192.168.5.0/24 [110/7] via 192.168.1.2, 00:02:59, FastEthernet1/0/2
O    192.168.6.0/24 [110/4] via 192.168.1.2, 00:02:59, FastEthernet1/0/2
O    192.168.7.0/24 [110/8] via 192.168.1.2, 00:02:59, FastEthernet1/0/2
C    192.168.1.0/24 is directly connected, FastEthernet1/0/2
O    192.168.2.0/24 [110/2] via 192.168.1.2, 00:02:59, FastEthernet1/0/2
C    192.168.3.0/24 is directly connected, FastEthernet1/0/1
sw2103#
  
```

Рис. 6. Измененная таблица маршрутизации для устройства 2103

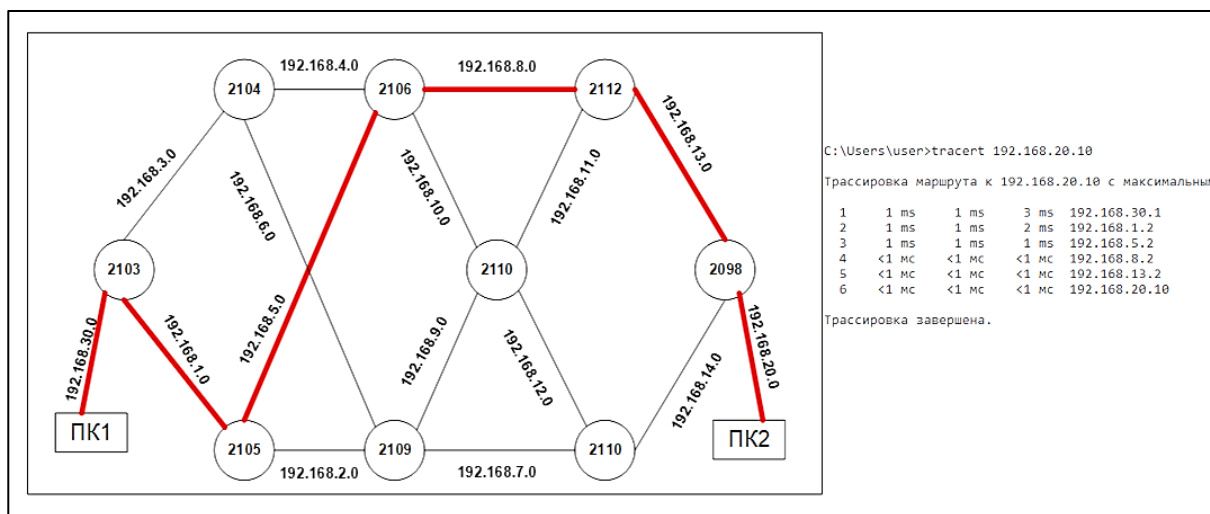


Рис. 7. Трассировка маршрута и оптимальный путь

Таблица маршрутизации устройства 2103 изменилась. Для анализируемой сети 192.168.14.0 изменилась метрика с 4 на 7. Трассировка показывает путь прохождения пакета от ПК1 до ПК2 и проходить через устройства 2103-2105-2106-2112-2098. Путь изменился в соответствии с настройками и подтверждает, что данную методику можно применять в сети для балансировки нагрузки и использования различных маршрутов в соответствии с разными типами трафика.

В настроенной сети проанализируем пропускную способность и скорость передачи данных. Для чего на конечных устройствах будем использовать утилиту `iperf3.exe`. Данная утилита является кроссплатформенной и доступна для всех операционных систем и работает в клиент-серверной архитектуре, поэтому ПК1 будем использовать как клиент, а ПК2 настроим в качестве сервера.

Сервер `iperf` – запускается на ПК2 командой: `iperf3 -s`, слушает определенный порт и принимает трафик от клиента. Клиент `iperf` ПК1 – генерирует тестовый TCP/UDP трафик и отправляет его на сервер и запускается командой с IP-адресом сервера: `iperf3 -с 192.168.20.20` (рис.8).

```

C:\Users\user\Downloads>iperf3.exe -s
-----
Server listening on 5201 (test #1)
-----
Accepted connection from 192.168.30.10, port 53619
[ 5] local 192.168.20.10 port 5201 connected to 192.168.30.10 port 53620
[ ID] Interval           Transfer     Bitrate
[ 5] 0.00-1.01      sec  11.4 MBytes  94.6 Mbits/sec
[ 5] 1.01-2.01      sec  11.2 MBytes  94.1 Mbits/sec
[ 5] 2.01-3.00      sec  11.2 MBytes  95.4 Mbits/sec
[ 5] 3.00-4.00      sec  11.4 MBytes  95.3 Mbits/sec
[ 5] 4.00-5.00      sec  11.2 MBytes  94.6 Mbits/sec
[ 5] 5.00-6.01      sec  11.5 MBytes  95.2 Mbits/sec
[ 5] 6.01-7.02      sec  11.2 MBytes  94.2 Mbits/sec
[ 5] 7.02-8.00      sec  11.1 MBytes  94.8 Mbits/sec
[ 5] 8.00-9.01      sec  11.5 MBytes  95.1 Mbits/sec
[ 5] 9.01-10.01     sec  11.4 MBytes  95.4 Mbits/sec
[ 5] 10.01-10.09    sec    896 KBytes  98.9 Mbits/sec
-----
[ ID] Interval           Transfer     Bitrate
[ 5] 0.00-10.09     sec   114 MBytes  94.9 Mbits/sec
-----
receiver
  
```

Рис. 8. Результат тестирования пропускной способности и скорости канала

Утилита `iperf` выводит следующие показатели: Interval – интервал тестирования (в сек.); Transfer – размер переданных данных за это время; Bitrate – средняя пропускная способность сети за данный период. В нашем примере тестирование длилось 10 секунд. В итоговом отчете средняя пропускная способность сети между двумя узлами – 94,9 Мбит/с. Было передано 114 Мб данных (столбец Transfer).

Чтобы проанализировать джиттер и задержку в сети с клиента на сервер отправляли по 100 пакетов разного размера 1500 байт и 65500 байт. Среднее время доставки пакета 1500 байт составляет 2 мс, а 65500 байт – 13 мс при настройке протокола OSPF с параметрами по умолчанию. При изменении стоимости каналов в соответствии с численным моделированием среднее время доставки пакета 1500 байт составило 3 мс, а 65500 байт – 14 мс, так как новый путь более длинный. Время доставки пакетов имеет одинаковое значение для всех отправленных пакетов, что свидетельствует об отсутствии джиттера и об эффективном функционировании сети. Показатели сети подтверждают, что по собранной и настроенной сети возможно передавать различные типы трафика такие как голос, данные, видео.

Заключение

Выполненное тестирование на реальном оборудовании свидетельствует о возможности использования результатов численного моделирования для реальной локальной сети любого предприятия с использованием измененного протокола динамической маршрутизации OSPF. Также следует обратить внимание, что расчет оптимального пути и выбор стоимостных коэффициентов каналов связи зависит от топологии сети и требует предварительного моделирования по предложенному алгоритму в статьях [1, 2] для определения значений аддитивной свертки и осуществимых путей.

Список использованных источников

1. Листопад, Н.И. OoS маршрутизация в сетях телекоммуникаций // Доклады БГУИР. 2022; № 20 (2).
2. Лавшук, О. А. Метод маршрутизации трафика на основе аддитивной свертки // Проблемы инфокоммуникаций. 2022, 2(16):52-58.
3. Пайпер Б. Администрирование сетей Cisco: освоение за месяц / пер. с англ. М. А. Райтмана. – М.: ДМК Пресс, 2018. – 316 с.

УДК 621.391.8:519.725

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КВАДРАТИЧНО-ВЫЧЕТНОЙ КОНСТРУКЦИИ КОДА ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В КАНАЛЕ ВАЙНЕРА

А.И. МИТЮХИН¹, П.П. УРБАНОВИЧ²

¹Институт информационных технологий
Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

²Белорусского государственного технологического университета
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: mityuhin@bsuir.by, p.urbanovich@belstu.by

Аннотация. Для повышения надёжности передачи информации в канале с шумами и защиты от несанкционированного доступа предлагается осуществить кодирование с использованием нелинейного алгоритма формирования кода на основе квадратичных вычетов в конечном поле. Показано возможное применение кода не только для коррекции ошибок, но и для защиты информации от перехвата в многостанционных радиосистемах с расширением спектра.

Abstract. To increase the reliability of information transmission over a noisy channel and protect against unauthorized access, it is proposed to implement coding using a nonlinear code generation algorithm based on quadratic residues in a finite field. The possible application of the code is demonstrated not only for error correction but also for protecting information from interception in multi-station radio systems with spread spectrum.

Введение

В современных радиосистемах связи важнейшее значение имеют такие характеристики как помехозащищённость и защита от перехвата информации. Для многих применений повышение надёжности связи решается за счёт использования метода расширения спектра информационного сигнала, кодирования информации кодом, статистические и спектральные характеристики, которого приближаются к характеристикам фоновое излучения типа белого шума [1]. Для специальных условий обеспечения связи радиосистемы должны надёжно работать в каналах с активным радиоэлектронным подавлением, а также в условиях, когда в канале с подслушиванием [2] решаются задачи обнаружения сигнала, определения структуры сигнала и декодирования. В статье рассматривается метод нелинейного помехоустойчивого кодирования и способ защиты от несанкционированного доступа в радиосистеме на основе применения нелинейного метода формирования кода. Анализируются необходимые характеристики кодирования, повышающие уровень помехозащищённости и уровень защиты от перехвата.

Постановка задачи

Известно, что в системах с коррекцией ошибок широко используются линейные конструкции кодов, позволяющие обеспечить передачу информации с высокой надёжностью и наперед заданную вероятность ошибок [3]. В качестве примера можно привести коды максимальной длины (М-коды), коды Голда, линейные коды Адамара, коды Хэмминга и др. В задачах же связанных не только с коррекцией ошибок, но и защитой от перехвата, линейные коды даже сравнительно большой длины проявляют высокую степень уязвимости к структурному анализу перехватчика. При использовании линейных кодовых структур задача перехватчика по раскрытию параметров кодирования значительно упрощается.

Под перехватом кода будем понимать задачу восстановления порождающей матрицы $\mathbf{G}$ по принятым кодовым словам. В линейном пространстве кодовые слова есть линейная комбинация строк порождающей матрицы $\mathbf{G}$. Тогда линейные коды можно представить в виде системы линейных уравнений. Очевидно, используя методы линейной алгебры, например, метод Гаусса, можно построить порождающую или проверочную матрицы. Рассмотрим применение метода Гаусса для построения матрицы $\mathbf{G}$ и оценки вычислительной и временной сложности.

Чтобы построить матрицу $\mathbf{G}$ необходимо перехватить (принять) как минимум k кодовых слов длиной n , где k обозначает число информационных символов кода. Перехваченные слова образуют базис линейного

подпространства кода. Применяя метод Гаусса, можно получить матрицу $\mathbf{G}$ размером $(k \times n)$ в канонической форме

$$\mathbf{G}_{k \times n} = \left(\mathbf{I}_k | \mathbf{G}_{k \times r}^* \right), \quad (1)$$

где r – число проверочных символов кода;

$\mathbf{G}_{k \times r}^*$ – проверочная часть порождающей матрицы кода.

Как видно из (1) получен закон кодирования информационных символов. Вычислительная сложность получения матрицы кода методом Гаусса составляет

$$O(k^2 n). \quad (2)$$

Если в радиосистеме применяются высокоскоростные коды, когда скорость кода $R = \frac{k}{n}$ приближается к единице и $k \approx n$, сложность (2) асимптотически приближается к кубической сложности

$$O(n^3). \quad (3)$$

Возникает вопрос, как быстро можно осуществить перехват линейного кода над полем Галуа $GF(2)$ в канале с вероятностью ошибки p и сложностью (3). Для этого необходимо принять без ошибок k линейно независимых кодовых слов длиной n . Перехватываемые кодовые слова могут быть и линейно зависимыми, поэтому необходимо учитывать это при оценке времени на перехват. Вероятность правильного приема слова определяется известным выражением

$$P_f = (1 - p)^n.$$

Метод Гаусса требует наличия только правильного множества кодовых слов, поэтому находим вероятность правильного приема всего множества из k кодовых слов

$$P_{\Sigma f} = P_f^k = (1 - p)^{kn}. \quad (4)$$

Используя формулу геометрического распределения, находим среднее количество попыток для получения перехвата множества из k кодовых слов без ошибок

$$E = \frac{1}{P_{\Sigma f}}. \quad (5)$$

Используя (3) и (5) можно получить оценку сложности перехвата линейного кода, используя метод Гаусса. Перехват требует выполнения

$$C = En^3 \quad (6)$$

вычислительных операций.

Используя (6) и физические характеристики канала, в табл. 1 представлены вычислительные и временные затраты на перехват линейного $[n, k]$ -кода, применялся метод Гаусса).

Таблица 1. Вычислительные и временные затраты на перехват линейного помехоустойчивого кода

$[n, k]$	Вероятность ошибки p	Скорость канала, бит/с	Тактовая частота процессора, Гц	Число операций	Время на перехват, с
$[127, 120]$	10^{-4}	10^6	10^9	8640000	0,264

Поскольку в реальных радиосистемах связи длина линейного кода ограничивается временем на решение задач синхронизации (поиска) и требованием к вычислительной сложности декодирования, задача перехвата по раскрытию параметров линейного кодирования еще более упрощается. Это переводит задачу раскрытия параметров кода из разряда вычислительно невозможных в разряд тривиальных, реализуемых в реальном времени на стандартных процессорах. Хотя эти коды подходят для решения задачи синхронизации и устойчивости к шуму, они не обеспечивают никакой криптографической безопасности в каналах с низким уровнем шумов.

Утверждение. Линейные кодовые структуры любой практической длины или сложности $O(n^3)$ современными вычислительными средствами эффективно раскрываются за реальное время обработки.

Для устранения линейной уязвимости предлагается переход к нелинейному кодированию источника.

Задача передачи информации с коррекцией ошибок и одновременно задача защиты от перехвата должны решаться на нелинейном подходе или на крипто-кодовом подходе. Примерами крипто-кодового подхода являются криптосистемы Мак-Элиса и Нидеррайтера [4], [5]. Криптосистема Мак-Элиса основана на сложности декодирования случайного кода. Для случайного кода задача декодирования по зашумленному слову является

NP-полной. Единственный способ для перехватчика получить матрицу $\mathbf{G}'$ – это полный перебор всех возможных комбинаций. Однако, недостатком названных криптосистем является значительная техническая сложность. Криптосистема Мак-Элиса требует использования порождающих матриц $\mathbf{G}'$ большого размера.

Например, матрица $\mathbf{G}'$ может состоять из $\approx 37 \cdot 10^6$ бит. Возникают ограничения по пропускной способности радиоканала, особенно для канала с шумами. Возникают также проблемы с передачей кодовых последовательностей, которые выступают в качестве секретных ключей криптосистемы. Названные проблемы делают внедрение крипто-кодовых систем в реальные радиосистемы, например, в системах связи с БПЛА сложным, техническая реализация системы с разумными временными параметрами вхождения в связь становится не реальной.

Для устранения линейной уязвимости, технической сложности криптосистем типа Мак-Элиса предлагается переход к нелинейному помехоустойчивому кодированию источника. Рассматриваемый подход строится на намеренно внесенные ошибки кодирования как в системе типа Мак-Элиса. Построение же порождающей матрицы выполняется на нелинейных функциях.

Решение задачи

В кодовый вектор намеренно вносится вектор $\mathbf{e} = (e_0, e_1, \dots, e_{n-1})$ случайных ошибок. В этом случае передача данных моделируется информационным каналом Вайнера (канал с подслушиванием), рис. 1. Модель такого канала гарантирует информационно-теоретическую (абсолютную) безопасность [6].

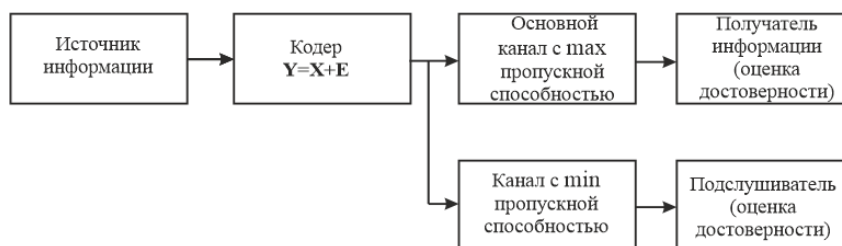


Рис. 1. Модель канала с подслушиванием

$\mathbf{X}$ – кодированное сообщение, $\mathbf{E}$ – случайный вектор ошибок в канале с минимальной пропускной способностью.

Ошибки в канале подслушивания или большой уровень шума в принятом им сигнале мешают декодированию кодированных сообщений, передаваемых по основному каналу. Кодер-декодер основного канала должны быть построены так, чтобы обеспечивать надежную защиту информации от перехвата. При этом необходимо обеспечить не только невозможность доступа к передаваемой информации, но и передачу данных с наибольшей скоростью R . Требования надежности и секретности означают, что должна быть обеспечена максимально возможная ненадежность данных, поступающих к подслушивающему приемному устройству (декодеру). По основному каналу принимается искаженное кодовое слово и декодируется на основе принципа максимального правдоподобия или минимума расстояния Хэмминга. Одновременно исправляются как намеренно внесенные ошибки в кодовое слово, так и ошибки из-за шумов, возникших в канале связи. В канале перехватчика

обеспечить оптимальное декодирования невозможно из-за значительного уровня шума и нелинейного кодирования, когда сообщение превращается случайный набор символов.

Теоретические принципы

Существуют коды, которые строятся на квадратичных вычетах на поле $GF(p)$, где p — простое нечетное целое число.

Определение 1. Ненулевые квадраты чисел, вычисленные по модулю p называются квадратичными вычетами по модулю p .

Для нахождения квадратичных вычетов достаточно рассмотреть только квадраты чисел до

$$\left(\frac{p-1}{2}\right)^2 \bmod p. \quad (7)$$

Количество всех квадратичных вычетов по модулю p равно

$$(p-1)/2.$$

Оставшиеся $(p-1)/2$ чисел по модулю p называются невычетами.

Операция вычисления квадратов чисел и нахождение вычетов является нелинейной. Выбор функций квадратичных вычетов и невычетов для построения нелинейного кода, связан с тем, что они не удовлетворяет принципу суперпозиции (линейности), когда

$$T(x_1 + x_2) \neq T(y_1) + T(y_2),$$

где x_1 и x_2 — входные данные, y_1 и y_2 — выходные данные, оператор $T[*]$ определяет характер математических операций при отображении входных данных в выходные.

Свойство нелинейности квадратичных вычетов можно использовать для построения помехоустойчивого кода, обеспечивающего защиту от перехвата.

Определение 2. Пусть p — простое нечетное число. Функция χ называется символом Лежандра, если

$$\chi(i) = \begin{cases} 0, & \text{если } i \text{ кратно } p \text{ (делится на } p); \\ 1, & \text{если } i \text{ квадратичный вычет по модулю } p; \\ -1, & \text{если } i \text{ квадратичный невычет по модулю } p, \end{cases}$$

где $i = 0, 1, \dots, p-1$.

При помощи квадратичных вычетов и функция χ можно построить нелинейный помехоустойчивый код с необходимым кодовым расстоянием d .

Элемент кодового слова вычисляется по формуле

$$l(i) = \begin{cases} 1, & \text{если } i \text{ квадратичный вычет по модулю } p; \\ -1, & \text{если } i \text{ квадратичный невычет по модулю } p, \end{cases} \quad (8)$$

В рассматриваемой системе кодирования длина кода $n = p$. Кроме свойства нелинейности последовательности (8), выбор данного метода кодирования связан с тем, что минимальное расстояние кода определяется алгебраическим пределом и позволяет работать в каналах с высоким зашумлением.

Таким образом, помехоустойчивая передача информации будет строится на нелинейном алгоритме кодирования и криптоподходе, обеспечивающем защиту от перехвата. Однако, нелинейность кода спасает только от линейного криптоанализа и не решает проблемы стойкости. Криптостойкость радиосистемы определяется тем, как использовать нелинейный помехоустойчивый код. Предлагается криптостойкость обеспечить дополнительным кодированием нелинейного кода М-кодом большой длины. Для каждого нелинейного слова формируется случайный поток вида

$$\mathbf{c}^j = \mathbf{l}^j \oplus \mathbf{m}^j, j = 0, 1, \dots, n-1,$$

где $\mathbf{c}$ – вектор, элементами которого являются выборочные оценки входного процесса, $\mathbf{l}$ – вектор нелинейного кода, $\mathbf{m}$ – вектор-сегмент М-кода.

В качестве сегмента М-кода выбирается состояние регистра сдвига, в котором формируется последовательность длиной

$$n = 2^k - 1.$$

Рассматривается система сигналов, состоящая из n различных нелинейных кодовых слов, построенных на квадратичных вычетах. Все кодовые слова описываются циркулянтной матрицей

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} l_0 & l_1 & \dots & l_{n-1} \\ l_{n-1} & l_0 & \dots & l_{n-2} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ l_1 & l_2 & \dots & l_0 \end{pmatrix}. \quad (9)$$

Коэффициентами матрицы являются числа $1, -1$.

Исходя из понятия теоретико-информационной стойкости, предлагается реализовать динамическое соответствие между строками матрицы (9) и сегментами (состояниями регистра) М-кода. В этом случае появляется возможность получить уровень стойкости, приближающийся к стойкости одноразового шифр-блокнота. При этом необходимо обеспечить тактовую синхронизацию генераторов М-кода передатчика и приемника по основному каналу, рис. 1. Задача синхронизации может решаться с использованием подхода, примененного в системе NAVSTAR. Кроме того, применение микротермостатированных кварцевых генераторов тактовой частоты на передающей и приемной стороне также снимает проблему синхронизации за реальное время работы радиосистемы.

На приемной стороне в основном канале после снятия сегмента, декодирование кода можно реализовать на основе согласованной фильтрации или корреляционной обработки. В этом случае вычисляется произведение вида

$$\mathbf{Z} = \mathbf{L}\mathbf{Y},$$

где $\mathbf{Y} = (y_0, y_1, \dots, y_{n-1})$ – вектор, коэффициенты которого есть выборочные значения входного процесса декодера, $\mathbf{Z} = (z_0, z_1, \dots, z_{n-1})$ – вектор, значения коэффициентов которого описывают корреляционную функцию.

Моделирование и анализ криптографической стойкости метода

Моделирование проводилось с использованием математического программного продукта MATLAB. Использовались квадратичные вычеты по модулю $p = 257$. Полная матрица $\mathbf{L}$ помехоустойчивого кода имела размерность (257×257) . В качестве кода, вносящего высокую степень случайности канального потока кодированных данных, использовался М-код длиной $n = 2^{511} - 1 \approx 6,7 \cdot 10^{153}$. Такое значение длины исключает повторение состояния регистра сдвига за реальное время передачи радиосигнала. Вычислительная сложность полного перебора М-кода составляет $2^{511} - 1$ операций. Каждая строка матрицы $\mathbf{L}$ кодировалась динамическим сегментом длиной 511. Фактически сегменты вырезались длиной 257 бит. Без априорного знания двоичного состояния регистра сдвига, вычислить, какой именно сегмент М-кода был использован в текущий момент времени математически невозможно за реальное время. Тем самым обеспечивается высокая вычислительная стойкость. Выбор этих значений кодирования полностью скрывал алгебраическое соответствие между матрицей $\mathbf{L}$ и сегментами. Чтобы симуляция была приближена к реальности, в модель генератора тактовой частоты в MATLAB добавлялся блок случайных блужданий фазы имитирующий температурный уход.

Результаты и их обсуждение

1. Поскольку символы неповторяемых сегментов М-кода смешиваются поэлементно с нелинейной циркулянтной матрицей кода, перехватчик никогда не вычислит исходные состояния генератора-регистра М-кода. Алгоритм Берлекэмп-Месси, используемый с целью быстрого декодирования М-кода, в этом случае перестает работать.

2. Предложенный метод передачи информации в канале Вайнера характеризуется абсолютной практической безопасностью.

3. Осуществить декодирование информации методом перебора или на основе математического анализа за реальное время невозможно.

4. Нелинейные свойства помехоустойчивого кода, построенного на квадратичных вычетах, намеренно внесенные ошибки кодирования позволяют обеспечить практически нулевую пропускную способность в канале подслушителя.

5. Помехоустойчивый код, построенный на квадратичных вычетах, позволяет иметь максимальную пропускную способность в основном канале.

6. Хотя вычислительная стойкость метода уступает теоретико-информационной стойкости, радиосистема, построенная на предлагаемом принципе неуязвима для существующих вычислительных систем. Возникает вычислительно невыполнимая задача правильного декодирования в канале подслушителя.

7. Можно утверждать, что защита от декодирования в канале подслушивания, построенная на основе применения рассмотренных двух этапов кодирования реализуется на понятии вычислительной стойкости, когда систему можно взломать не за реальное время, имея не бесконечную вычислительную производительность процессора.

Заключение

Приведенное рассмотрение использования квадратично-вычетной конструкции кода для передачи информации в канале Вайнера обеспечивает помехоустойчивость и защиту от перехвата. Если имеются ограничения на время передачи информации, радиосистема остается секретной с практической точки зрения. Описанные конструкции могут быть использованы в системах крипто-кодového класса.

Список использованных источников

1. Mitsukhin A. Detection and Analysis of Moving Objects. International Journal on Applied Physics and Engineering, Volume 4, 2025, 62–71.
2. Bloch M., R., Barros J. Physical-Layer Security: From Information Theory to Security Engineering. Cambridge University Press, 2011.
3. Мак-Вильямс Ф. Дж., Слоен Н. Дж. А. Теория кодов, исправляющих ошибки. М. Связь, 1979.
4. Тилборг ван Х. К. А. Основы криптологии. М. Мир, 2006.
5. Bernstein D. J., Buchmann J., Dahmen E. Post-Quantum Cryptography. Springer, 2009.
6. Сمارт Н. Криптография. М. Техносфера, 2006.

УДК 621.396.6:621.391.82

**ТЕХНОЛОГИИ И СРЕДСТВА СИСТЕМНОГО АНАЛИЗА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ
СОВМЕСТИМОСТИ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ЗАЩИТЫ**

**В.И. МОРДАЧЕВ, Е.В. СИНЬКЕВИЧ, Д.А. ЦИОНЕНКО, А.С. СВИСТУНОВ, И.В. ШАКИНКО,
А.В. АХРАМОВИЧ, С.О. КУЛИК**

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: emc@bsuir.by

Аннотация. Представлено описание технологий и средств системного анализа и обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) и электромагнитной защиты (ЭМЗ) в сложных локальных бортовых и наземных группировках радиоэлектронных средств (РЭС) и территориальных группировках радиосистем, разработанных научно-исследовательской лабораторией ЭМС РЭС БГУИР. Обоснованы преимущества и практическая ценность представленных технологий и средств анализа ЭМС и ЭМЗ.

Abstract. This paper describes the technologies and tools for analyzing and ensuring electromagnetic compatibility (EMC) and electromagnetic protection (EMP) in complex local airborne, shipborne, and ground-based electronic systems and terrestrial distributed radio system groups at system level. These technologies and tools were developed by the EMC R&D Laboratory of BSUIR. The advantages and practical value of the described EMC & EMP analysis technologies and tools are substantiated.

Введение

Эффективность совместного использования множества технических средств (ТС) различного назначения, образующих сложные бортовые комплексы либо функционирующих в составе сложных наземных объектов, включая объекты критической инфраструктуры, а также формирующие сложные пространственно-распределенные группировки радиосистем различных радиослужб, в значительной мере определяется их электромагнитной совместимостью (ЭМС) и защищенностью от внешних радиочастотных электромагнитных воздействий.

Системный анализ ЭМС и электромагнитной защиты (ЭМЗ) ТС в образуемых ими бортовых и наземных группировках является важнейшей и неотъемлемой частью проектирования и обеспечения нормальной эксплуатации этих группировок, позволяющий своевременно обнаружить и устранить потенциально опасные паразитные электромагнитные (ЭМ) связи между входящими в них ТС и нежелательное воздействие внешних источников радиочастотных ЭМ полей (ЭМП) на элементы этих группировок. Технологии такого анализа существенно зависят

– от вида ТС, образующих группировку (радиоэлектронные средства (РЭС), функционирование которых связано с использованием ЭМП для передачи и извлечения информации; высокочастотные устройства (ВЧУ), функционирование которых связано с использованием ЭМП для реализации различных технологических процессов; ТС, функционирование которых обеспечивается их электропитанием и не связано с излучением или приемом ЭМП);

– от вида пространственного группирования ТС (концентрация ТС на малоразмерных объектах, различные виды распределения ТС в пространстве) и связанного с ним характера распространения ЭМП между ТС-источниками и ТС-рецепторами ЭМП;

– от характера решаемой задачи (определение ЭМС ТС в группировке; определение необходимых мер ЭМЗ ТС от внутрисистемных и межсистемных ЭМ воздействий; определение уровня ЭМ безопасности объектов критической инфраструктуры и населения, включая оценку ЭМ экологии – определение уровня ЭМ загрязнения внешней среды [0 – с. 6], и т.п.).

Методы и специализированные средства компьютерного моделирования для анализа и диагностики ЭМС в группировках ТС позволяет автоматизировать не только выявление потенциально опасных ЭМ связей между элементами этих группировок, но и подбор адекватных защитных решений с проверкой их эффективности, что существенно уменьшает либо полностью исключает потери, связанные с ограничением

функциональности и снижением эффективности функционирования этих группировок в сложной электромагнитной обстановке (ЭМО), обусловленной воздействием внутрисистемных и межсистемных помех различного происхождения.

Ниже приводится описание технологий и средств, разработанных в научно-исследовательской лаборатории ЭМС РЭС БГУИР и обеспечивающих широкие возможности системного анализа ЭМС и ЭМЗ в группировках ТС различного типа.

Системный анализ ЭМС и ЭМЗ в локальных группировках ТС

Принципиальные особенности и требования к решению задач ЭМС в бортовых (корабль, самолет, автомобиль и т.п.) и наземных (аэропорт, морской порт, логистический узел и т.п.) локальных группировках (ЛГ) ТС состоят в следующем [0]:

а) в наличии в бортовых ЛГ ТС большого числа паразитных ЭМ связей различных с точки зрения технологии анализа: «Антенна – антенна», «Внешнее ЭМП – антенна», «Антенна – провод (кабель)», «Антенна – корпус оборудования», «Провод – провод», «Внешнее ЭМП – провод» и т.п., способных проявляться в очень широком диапазоне частот;

б) в потенциальной опасности и, соответственно, необходимости учета возможности одновременного воздействия в бортовой ЛГ ЭМ помех по различным портам ТС: сигнальным, управления, коммутации, питания и т.п., что требует использования специализированных критериев оценки степени поражения ТС помехами и одновременного анализа большого числа паразитных ЭМ связей, а также их моделей высокой вычислительной эффективности;

с) в ориентации на пессимистические оценки ЭМС, допускающие ошибки 1 рода ("ложная тревога"), но исключаящие ошибки 2 рода ("ошибочное необнаружение потенциально опасной ЭМ связи"). Цена ошибок 2 рода многократно выше, поскольку их приходится устранять на последующих этапах жизненного цикла ЛГ, либо мириться с ограничением работоспособности и ухудшением характеристик элементов ЛГ из-за присутствия помех в реальных условиях эксплуатации. Это требует использования для моделирования паразитных ЭМ связей моделей наихудшего случая (worst-case models);

д) в необходимости обеспечения практических возможностей и вариантов устранения опасности мешающего влияния ЭМП на работоспособность ТС ЛГ по результатам системного анализа их ЭМС.

Эффективными средствами, обеспечивающими решение задач анализа ЭМС и обоснования вариантов ее обеспечения в ЛГ ТС, а также анализа возможного поражения оборудования бортовых ЛГ внешними ЭМП различных видов и определения возможных вариантов защиты оборудования ЛГ от этих воздействий, являются специализированные экспертные системы (ЭС) "EMC-Analyzer" [0], [0] и "E3-Analyzer" [0].

Идеология ЭС "EMC Analyzer" основана на принципах, сформированных в рамках научно-технической программы IEMCAP [0]. Она реализована с использованием оригинальных технологий дискретного линейного (ДЛА) и нелинейного (ДНА) анализа ЭМС и обеспечивает следующие возможности:

- линейный анализ внутрисистемной и межсистемной ЭМС, включая определение наличия, источников и путей распространения линейных помех и расчет их интенсивности;

- расчет необходимых изменений характеристик оборудования для достижения ЭМС, включая генерацию технических спецификаций;

- линейный анализ интенсивности ЭМП, включая расчет распределения ЭМП на ограниченных участках территории или акватории;

- нелинейный анализ ЭМС, включая определение наличия нелинейных радиопомех (интермодуляции, блокирования, перекрестной модуляции, преобразования шумов гетеродинов) в радиоприемниках ЛГ и расчет их интенсивности;

- идентификация источников нелинейных радиопомех как из числа радиопередатчиков ЛГ, так и из числа ЭМП внешней ЭМО.

ЭС "EMC-Analyzer" используется при разработке и модернизации сложных бортовых и наземных ЛГ ТС, при поиске и устранении в них помех, при анализе функционирования ЛГ и его оборудования в сложной ЭМО; при анализе ЭМО, создаваемой оборудованием ЛГ за ее пределами с учетом ЭМП соседних ЛГ; при обеспечении ЭМС размещаемых в ЛГ новых ТС. Примеры моделей бортовых и наземных ЛГ, анализируемых в ЭС "EMC Analyzer" приведены на рис. 1.

Идеология ЭС “Е3-Analyzer” основана на использовании пессимистических полуаналитических моделей ЭМ паразитных связей, спектров излучений источников и характеристик восприимчивости рецепторов помех, что обеспечивает возможность анализа ЭМС при ограниченном объеме исходных данных и в широком диапазоне частот (от 25 Гц до 40 ГГц в рамках одной модели), а также уменьшение требований к вычислительным ресурсам и отсутствие необходимости моделирования множества вариантов для нахождения наихудшего случая. Реализуемое в ЭС “Е3-Analyzer” моделирование путей воздействия ЭМП упрощает анализ механизма возникновения помех и разработку мер защиты оборудования бортовой системы от помех. Для оптимизации выбора мер защиты, в ЭС “Е3-Analyzer” предусмотрена база данных, содержащая параметры, регламентированные производителем конкретных изделий, используемых в качестве защитных решений (фильтры, изделия для ЭМ экранирования и поглощающие материалы). Разработанный алгоритм подбора защитных решений позволяет обеспечить требуемый уровень защиты ТС ЛГ от внешних электромагнитных воздействий при оптимальном соотношении «цена-качество». Пример моделирования бортовой ЛГ самолета и пути воздействия внешнего ЭМП на его оборудование в ЭС “Е3-Analyzer” представлен на рис. 2.

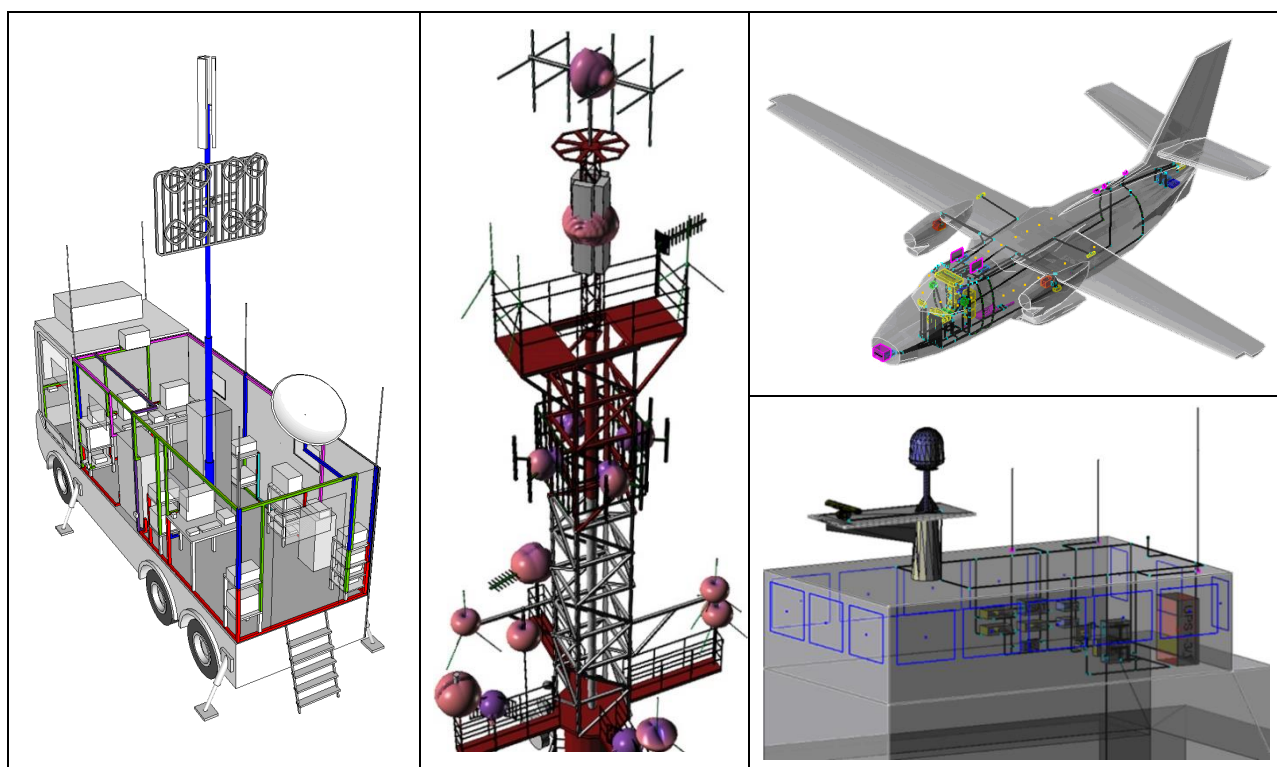


Рис. 1. Примеры 3D-моделей бортовых ЛГ (автомобиль, антенная мачта, самолет, рубка корабля) в ЭС “Е3-Analyzer”

Идеология ЭС “Е3-Analyzer” основана на использовании пессимистических полуаналитических моделей ЭМ паразитных связей, спектров излучений источников и характеристик восприимчивости рецепторов помех, что обеспечивает возможность анализа ЭМС при ограниченном объеме исходных данных и в широком диапазоне частот (от 25 Гц до 40 ГГц в рамках одной модели), а также уменьшение требований к вычислительным ресурсам и отсутствие необходимости моделирования множества вариантов для нахождения наихудшего случая. Реализуемое в ЭС “Е3-Analyzer” моделирование путей воздействия ЭМП упрощает анализ механизма возникновения помех и разработку мер защиты оборудования бортовой системы от помех. Для оптимизации выбора мер защиты, в ЭС “Е3-Analyzer” предусмотрена база данных, содержащая параметры, регламентированные производителем конкретных изделий, используемых в качестве защитных решений (фильтры, изделия для ЭМ экранирования и поглощающие материалы). Разработанный алгоритм подбора защитных решений позволяет обеспечить требуемый уровень защиты ТС ЛГ от внешних электромагнитных воздействий при оптимальном соотношении «цена-качество». Пример моделирования бортовой ЛГ самолета и пути воздействия внешнего ЭМП на его оборудование в ЭС “Е3-Analyzer” представлен на рис. 2.

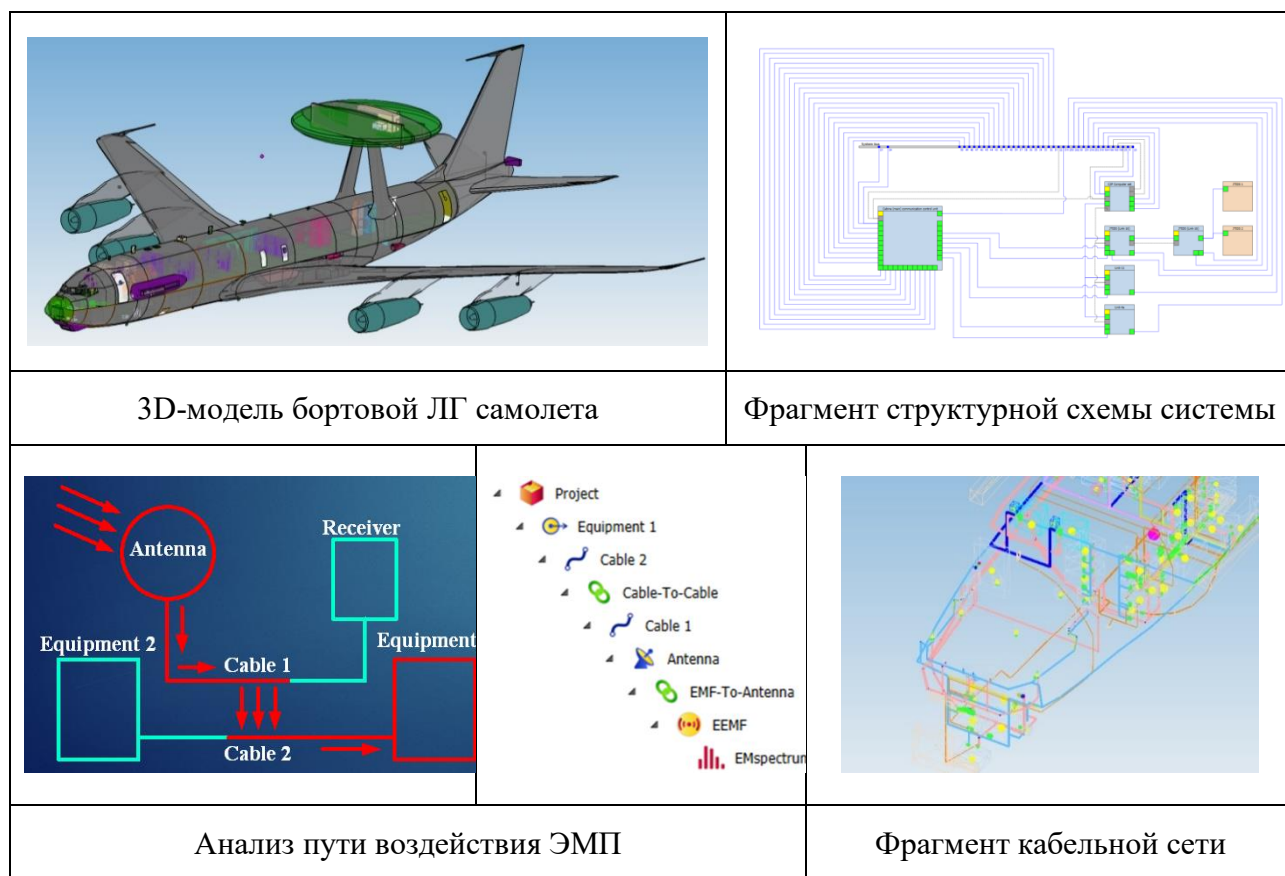


Рис. 2. Пример моделирования бортовой ЛГ самолета и пути воздействия внешнего ЭМП на его оборудование в ЭС “E3-Analyzer”

Системный анализ ЭМС в рассредоточенных группировках РЭС

Анализ ЭМС радиосистем различных служб в сложных территориальных группировках, учитывающий влияние рельефа и морфологии земной поверхности, а также характеристик атмосферы на распространение радиоволн (РРВ) от источников к рецепторам помех является необходимой процедурой анализа эффективности функционирования этих группировок. Этот анализ в полигонных условиях малоэффективен в силу его высокой стоимости, относительно небольшого количества анализируемых сценариев и возможностей внешнего радиомониторинга совместного функционирования радиосистем в анализируемой группировке.

Эти недостатки и ограничения могут быть преодолены применением при анализе и обеспечении ЭМС в больших территориальных группировках радиосистем технологий и средств виртуального полигона (Virtual Testing Area – VTA) [0].

Технология VTA – это технология дополненной реальности для полунатурного моделирования, анализа и обеспечения ЭМС множества пространственно распределенных радиосистем различных радиослужб, реализуемой с использованием

- оригинальных технологий построения адекватных математических моделей радиоприемников (РП) радиосистем по результатам их испытаний методом двухчастотного зондирования (ДЧЗ) [0], [0];
- дискретного линейного (DLA EMC) [0] и нелинейного (DNA EMC) [0] анализа ЭМС;
- физических испытаний РП анализируемых систем на устойчивость к воздействию выявленных потенциально опасных сигналов других систем, реализуемых в лаборатории на оборудовании [0], [0];
- геоинформационных технологий и систем (ГИС) для представления исходных данных, результатов анализа ЭМС и анализируемых сценариев применения радиосистем.

При использовании современных персональных компьютеров и рабочих станций возможна реализация технологии VTA со следующими характеристиками:

«ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ 2026»

Международная научно-техническая конференция, 9-10 июня 2026 г., Минск, Республика Беларусь

1. Компьютерное моделирование ЭМС в сложной ЭМО, образуемой излучениями большого количества радиосистем различных радиослужб (до 10 000 модулированных радиосигналов).
2. Моделирование функционирования радиосистем с различными способами пространственного размещения (суша, море, воздушное и околоземное пространство).
3. Площадь геоинформационного моделирования: до 106 кв. км и более.
4. Диапазон частот моделирования и анализа ЭМС: 30 МГц – 40 ГГц с возможностью расширения.
5. Модели входной нелинейности РП анализируемых радиосистем: полиномиальные высоких порядков (9-35 порядка и выше).
6. Отношение шага частотной дискретизации к верхней границе анализируемого диапазона частот при DLA и DNA ЭМС: 10-5–10-7.
7. Динамический диапазон DNA ЭМС: до 300 дБ.

Анализ ЭМС радиосистем с использованием технологии VTA осуществляется в следующей последовательности:

1. Испытания РП анализируемой системы с использованием автоматизированной системы (АС) ДЧЗ и создание компьютерной модели тестируемого РП.

2. Итерационное полунатурное моделирование ЭМС анализируемой радиосистемы при реализации анализируемого сценария функционирования группировки, включающей анализируемую радиосистему и радиосистемы – возможные источники помех (рис. 3); при анализе избранного сценария выполнение следующих процедур:

- компьютерного моделирования с использованием ГИС размещения на местности радиосистем – возможных источников помех вокруг точки наблюдения – места расположения РП;
- компьютерного моделирования ЭМО на входе приемной антенны РП;
- дискретного линейного (DLA ЭМС) и нелинейного (DNA ЭМС) анализа ЭМС – компьютерного анализа поражения РП помехами в моделируемой ЭМО и определения систем, являющихся потенциально опасными источниками помех для РП;
- экспериментальной проверки ЭМС путем физического моделирования потенциально опасных сигналов на антенном входе РП с использованием оборудования АС ДЧЗ.

Возможности подобной проверки определяются следующим:

- анализ статистических характеристик ансамблей ЭМП, создаваемых в точке наблюдения вблизи земной поверхности множеством территориально распределенных радиопередатчиков, свидетельствует о том, что нарушение радиоприема в такой группировке радиосистем происходит вследствие воздействия не более чем одного-двух помеховых сигналов; вероятность создания помех радиоприему тремя и более источниками ЭМП крайне мала [0];
- современные векторные генераторы сигналов, входящие в состав АС ДЧЗ (3-4 единицы), обеспечивают возможность физического моделирования одновременного воздействия на испытуемый РП в присутствии полезного сигнала заданного уровня до двух-трех импульсных и непрерывных радиопомех в широком диапазоне частот с практически любыми видами и характеристиками модуляции и с погрешностью установки их уровней не хуже 1 дБ.

3. Выполнение процедур п.2 для всего множества возможных сценариев пространственного размещения и функционирования РП и радиосистем – возможных источников помех.

4. Выполнение вышеописанных стадий 1, 2, 3 VTA ЭМС для каждой из анализируемых радиосистем рассматриваемой территориальной группировки.

Виртуальный полигон (VTA): технология полунатурного моделирования и решения проблем ЭМС в территориальных группировках радиосистем

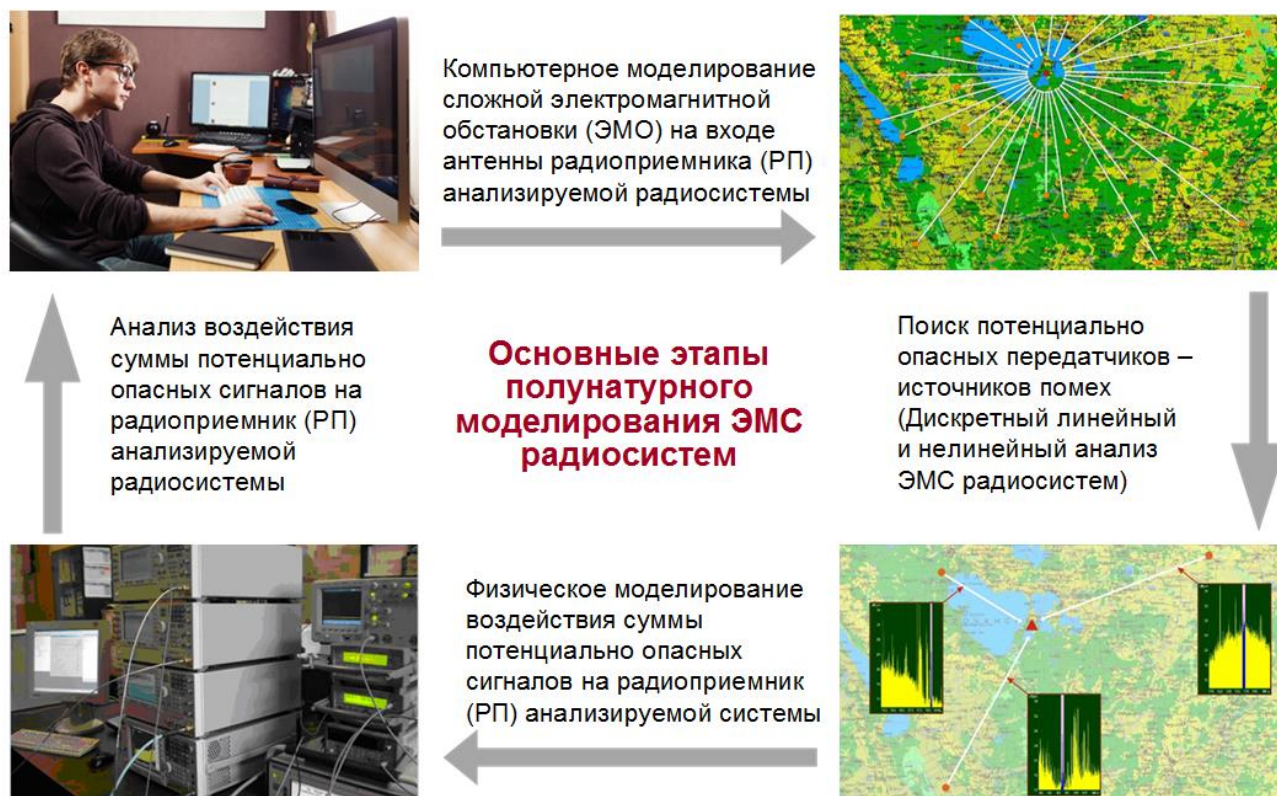


Рис. 3. Цикл полунатурного моделирования ЭМС радиосистемы при анализируемом сценарии ее размещения на местности в составе территориальной группировки радиосистем

Преимущества технологий моделирования и испытаний, обеспечивающие эффективность анализа ЭМС и ЭМЗ в группировках РЭС с использованием ЭС “EMC-Analyzer”, ЭС “E3-Analyzer” и концепции VTA

Преимущества и практическая ценность представленных выше средств анализа и обеспечения ЭМС и ЭМЗ в сложных локальных бортовых и наземных группировках ТС и территориальных группировках радиосистем определяются следующим:

1. Использование пессимистических полуаналитических моделей наихудшего случая (Worst-Case Models) паразитных ЭМ связей различной природы, спектров излучений источников и характеристик восприимчивости рецепторов ЭМП, что обеспечивает возможность анализа ЭМС и ЭМЗ при ограниченном объеме исходных данных и в широком диапазоне частот, а также позволяет практически исключить дорогостоящие ошибки 2 рода при поиске потенциально опасных паразитных ЭМ связей.

2. Высокой эффективностью оригинальных технологий DLA EMC [0] и DNA EMC [0], которые обеспечивают возможность оперативной диагностики ЭМС и моделирования поведения РП в очень сложной ЭМО (включающей практически любое число внешних модулированных сигналов в практически любом динамическом диапазоне), не предъявляя жестких требований к вычислительным ресурсам.

Характеристики нелинейности детальной математической модели РП могут иметь любой необходимый для практики порядок (до 35 и выше), причем время анализа слабо зависит от порядка входной нелинейности модели РП. Поскольку при реализации технологий DLA EMC и DNA EMC используются дискретные спектральные и временные модели ЭМО, содержащие 105–107 дискретов, то даже при наличии самой сложной ЭМО, включающей тысячи сигналов, ее традиционное упрощение путем представления отдельных сигналов с точностью до несущей не требуется (в дискретную спектральную модель ЭМО включаются дискретные модели спектров модуляции отдельных сигналов).

3. Чрезвычайно высокой информативностью оригинальной технологии ДЧЗ [0], [0] для испытаний РП и радиотехнических компонентов (усилителей радиочастоты, смесителей), используемой для тестирования РП радиосистем – потенциальных рецепторов радиопомех.

По результатам этих испытаний формируется детальная математическая модель РП, адекватно отражающая все основные характеристики частотной избирательности и нелинейности РП, которые определяют его работоспособность в сложной ЭМО.

4. Высокой объективностью компьютерного моделирования ЭМО, достигаемой путем использования современных ГИС, цифровых карт местности и моделей РРВ, рекомендуемых МСЭ-Р.

5. Высокой эффективностью, точностью, информационной безопасностью и низкой (по сравнению с полигонными испытаниями) стоимостью программно-управляемого многосигнального физического моделирования поведения приемников в потенциально опасной сложной ЭМО с использованием оборудования АС ДЧЗ в лабораторных условиях. Такое моделирование исключает необходимость работы радиосистем группировки с радиоизлучениями, при которой возможны их обнаружения и идентификация средствами внешнего радиомониторинга.

Указанные преимущества представленных технологий и средств системного анализа и обеспечения ЭМС и ЭМЗ подтверждены их практическим использованием в Республике Беларусь и за рубежом при решении проблем ЭМС и ЭМЗ различных группировок ТС, включая РЭС, ВЧУ и радиосистемы различных служб, в частности, материалами [0], [0].

Список использованных источников

1. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. Вып. 1. Общие вопросы ЭМС. Межсистемные помехи. Сост. Д.Р.Ж Уайт. Под ред. А.И.Сапгира. М., "Сов. радио", 1977, 352 с.
2. Мордачев В.И., Синькевич Е.В., Ционенко Д.А., Орлов Е.Е. Анализ электромагнитной совместимости локальных группировок радиоэлектронных средств. Доклады БГУИР. 2019;(3):76-88.
3. EMC-Analyzer. Mathematical models and algorithms of electromagnetic compatibility analysis and prediction software complex. Minsk, BSUIR, 2026.
4. E3-Analyzer. Mathematical models and algorithms of the analysis and prediction of electromagnetic environmental effects. Minsk, BSUIR, 2026.
5. Baldwin T.E.Jr., Capraro G.T. Intrastandard Electromagnetic Compatibility Analysis Program (IEMCAP). IEEE Trans. on EMC, v.22, pp.224-228, Nov. 1980.
6. Mordachev V., Sinkevich E. "Virtual Testing Area" for Solving EMC Problems of Spatially Distributed Radiosystems based on Automated Double-Frequency Test System. – Proc. of the Int. Symp. "EMC Europe 2010" joint with 20-th Int. Wroclaw Symp. on EMC, Poland, Wroclaw, Sept. 13-17, 2010, pp.714-720.
7. Mordachev V.I. Automated Double-Frequency Testing Technique for Mapping Receiver Interference Responses. IEEE Trans. on EMC, vol.42, No2, May 2000, pp.213-225.
8. Mordachev V., Sinkevich E. Representation and Analysis of Radio Receivers' Susceptibility and Nonlinearity by the Use of 3D Double-Frequency Characteristics, Proceedings of the 2014 Int. Symp. "EMC'14/Tokyo", Tokyo, Japan, May 12-16, 2014, p.689-692.
9. Mordachev V.I., Sinkevich E.V. Discrete technology of electromagnetic compatibility analysis at the system level: features and applications overview.- Proc. of the Int. Conf. on metrology and measurement "ICMM 2007", Vol.1, Beijing, September 5-7, 2007, pp.57-63.
10. Sinkevich E., Mordachev V. Characterization of Radio Receiver's Front-End Nonlinearity by Measurement of Spurious-Free Dynamic Ranges, Proc. of Int. Symp. "EMC Europe 2012", Rome, Italy, Sept. 17-21, 2012, 6 p.
11. Mordachev V., Loyka S. On Node Density – Outage Probability Tradeoff in Wireless Networks. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 27, No. 7, September 2009, p.1120-1131.
12. Синькевич Е.В., Мордачев В.И., Галенко А.В., Быков И.М., Бобра В.Г., Хорошевский Е.Г. Экспресс-анализ электромагнитной совместимости сложных бортовых радиосистем с использованием экспериментально уточняемых пессимистических и условно пессимистических моделей нежелательных связей «Передатчик – Приемник». Информационно-измерительные и управляющие системы. 2021;(6): 55–67.

УДК 004.891:621.396.6

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ЗНАНИЙ ЭКСПЕРТНОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ОЦЕНКИ ТЕХНИЧЕСКОГО УРОВНЯ РАДИОПРИЁМНОГО УСТРОЙСТВА

Е.Н. НАБОКА¹, А.С. МАМАЕВ²

¹*«Технологический университет имени дважды Героя Советского Союза, летчика-космонавта А.А. Леонова» -
филиал федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования
«Московский государственный университет геодезии и картографии»*

(г. Королев, Российская Федерация)

²*Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «МИРЭА -
Российский технологический университет»
(г. Москва, Российская Федерация)*

E-mail: mamaev@mirea.ru

Аннотация. Предложена модель знаний экспертной системы для оценки технического уровня радиоприёмного устройства на основе продукционно-фреймового подхода. Определены ключевые показатели качества радиоприёмного устройства, на основе которых рассчитывается коэффициент технического уровня (КТУ). Для учёта неопределённости при малом количестве экспертов используется интервальная оценка весов показателей. Разработанная модель позволяет автоматизировать процедуру оценки, снизить влияние субъективных факторов и может быть использована при проектировании и эксплуатации радиотехнических систем.

Abstract. A knowledge model of an expert system for assessing the technical level of a radio receiver based on a production-frame approach is proposed. The key quality indicators of a radio receiver are defined, and the coefficient of technical level (CTL) is calculated based on them. To account for uncertainty with a small number of experts, an interval estimation of indicator weights is used. The developed model makes it possible to automate the assessment procedure, reduce the influence of subjective factors, and can be used in the design and operation of radio engineering systems.

Введение

Современные радиоприёмные устройства (РПУ) предъявляют всё более жёсткие требования к качеству функционирования. Оценка их технического уровня (ТУ) – необходимая часть процессов проектирования, производства и эксплуатации [1]. Традиционные методы, основанные на сравнении с эталоном или статистических критериях, либо трудоёмки, либо не позволяют учесть неполноту исходных данных [2]. Выход – использование экспертных систем, формализующих знания специалистов. Однако для задачи оценки ТУ РПУ отсутствует готовая модель знаний, учитывающая специфику радиотехнических параметров и неопределённость экспертных суждений. Цель работы – разработать такую модель на основе продукционно-фреймового подхода.

Основная часть

Технический уровень РПУ оценивается набором параметров. На основе анализа нормативной и справочной литературы выделены четыре ключевых показателя: чувствительность (мкВ), избирательность по соседнему каналу (дБ), коэффициент шума (дБ) и динамический диапазон (дБ). Именно эти характеристики наиболее полно отражают качество приёма [1, 2]. Коэффициент технического уровня (КТУ) для конкретного образца вычисляется как средневзвешенное нормированных значений показателей:

$$K = \sum_{i=1}^n w_i \cdot \frac{p_i}{p_i^{\text{эт}}}, \quad (1)$$

где p_i – значение i -го показателя оцениваемого РПУ; $p_i^{\text{эт}}$ – эталонное значение (определяется экспертным путём); w_i – весовой коэффициент значимости показателя. Чем ближе КТУ к единице, тем выше технический уровень устройства [2].

На практике экспертная группа часто насчитывает менее десяти человек, что повышает риск субъективизма. Для достоверности используется интервальная оценка: каждый эксперт указывает диапазон веса (например, 0,2–0,4), затем вычисляются средние по группе и корректируются с заданной доверительной вероятностью. Подход апробирован при оценке качества радиотехнических систем [3].

Базовая модель знаний – производственно-фреймовая. Фреймы описывают иерархию: «Радиоприёмное устройство», «Показатель качества», «Экспертная оценка». Каждый фрейм содержит слоты (числа или лингвистические переменные, например «высокая чувствительность»). Логический вывод обеспечивают правила «ЕСЛИ – ТО». Пример: ЕСЛИ чувствительность < 1 мкВ И избирательность > 80 дБ, ТО уровень качества – «высокий».

Такой подход учитывает нечёткие знания экспертов и автоматизирует расчёт КТУ [4]. Как показано в [5], автоматизация диагностирования РЭА сокращает время поиска информации с 1,57 до 0,26 мин. Аналогичный эффект ожидается при оценке ТУ. Дерево фреймов (рис. 1) декомпозирует РПУ на показатели качества и процедуры экспертной оценки.

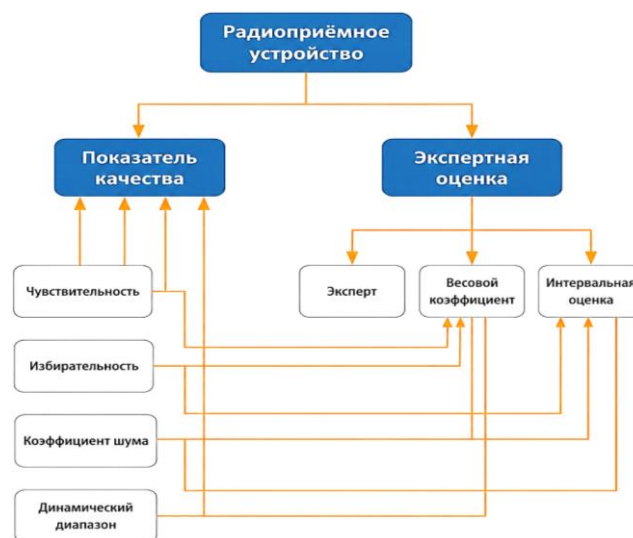


Рис. 1. Фрагмент дерева фреймов экспертной системы оценки технического уровня радиоприёмного устройства

Таким образом, разработанная модель знаний формализует ключевые показатели качества РПУ, вычисляет КТУ с весами экспертов, использует интервальные оценки при малом числе экспертов для повышения достоверности, автоматизирует оценку и снижает влияние человеческого фактора; прототип базы знаний может встраиваться в системы технической диагностики или использоваться самостоятельно.

Заключение

Предложена модель знаний экспертной системы для оценки технического уровня радиоприёмного устройства. Модель базируется на производственно-фреймовом представлении знаний и учитывает специфику радиотехнических параметров. Использование интервальных экспертных оценок при малом количестве экспертов повышает достоверность результатов. Дальнейшие работы направлены на создание программного прототипа и его апробацию на реальных образцах РПУ.

Список использованных источников

1. ГОСТ Р 56397-2015. Техническая экспертиза работоспособности радиоэлектронной аппаратуры, оборудования информационных технологий, электрических машин и приборов. Общие требования. – Введ. 2016-01-01. – М. : Стандартинформ, 2015. – 14 с.
2. Гринкевич А.В., Е Йинт Ко Ко. Методика оценки технического уровня радиолокационного приемопередатчика // Информационные радиосистемы и радиотехнологии-2024. – Минск : БГУИР, 2024. – С. 212–213.
3. Иванова А.А., Е Йинт Ко Ко. Оценка параметров качества радиотехнических систем при малом количестве экспертов // Информационные радиосистемы и радиотехнологии-2024. – Минск : БГУИР, 2024. – С. 228–229.
4. Аникин И.В., Потапов А.С. Программный комплекс оценки рисков информационной безопасности на основе производственно-фреймовой модели // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. – 2010. – № 5(108). – С. 98–102.
5. Тихонов Д.В. Автоматизированная система информационной поддержки технического диагностирования радиоэлектронной аппаратуры программно-аппаратных комплексов // Известия Кабардино-Балкарского научного центра РАН. – 2025. – № 3(27). – С. 107–120.

УДК 004.891:[621.396+004.056]

ПРОДУКЦИОННАЯ ЭКСПЕРТНАЯ СИСТЕМА ОЦЕНКИ ЗАЩИЩЁННОСТИ ТЕРМИНАЛОВ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ В СОСТАВЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ

О.О. НАУМОВ¹, А.С. МАМАЕВ²

¹*«Технологический университет имени дважды Героя Советского Союза, летчика-космонавта А.А. Леонова» -
филиал федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования
«Московский государственный университет геодезии и картографии»*

(г. Королев, Российская Федерация)

²*Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «МИРЭА -
Российский технологический университет»
(г. Москва, Российская Федерация)*

E-mail: mamaev@mirea.ru

Аннотация. Рассматривается задача формализованной оценки уровня защищённости терминалов индивидуальных средств отображения специальной информации (ТИСОСИ) в радиотехнических комплексах. Предложена архитектура экспертной системы на основе продукционной модели представления знаний. Обоснован выбор продукционного подхода. Разработаны структура базы знаний, лингвистические шкалы и примеры правил логического вывода. Приведены ожидаемые результаты практической реализации.

Abstract. The paper considers the problem of formalized security assessment of terminals for individual display of special information (TISOSI) in radio engineering complexes. An architecture of an expert system based on a production knowledge representation model is proposed. The choice of the production approach is justified. The structure of the knowledge base, linguistic scales and examples of inference rules are developed. The expected results of practical implementation are given.

Введение

Недостаточная защищённость терминальных программ от анализа, как отмечают Маркин и Макеев [1], способна привести к серьёзным негативным последствиям. В радиотехнических комплексах терминалы индивидуальных средств отображения специальной информации (ТИСОСИ) являются конечными точками доступа к обрабатываемым данным. Их защищённость определяется множеством трудно формализуемых факторов: корректность настройки мандатного доступа, квалификация пользователя, соблюдение регламентов аудита. Большинство этих факторов имеет качественную природу, что затрудняет применение детерминированных или вероятностных методов оценки. Цель работы — разработать архитектуру продукционной экспертной системы для формализованной оценки уровня защищённости терминалов ТИСОСИ. Для этого необходимо обосновать выбор модели представления знаний, определить шкалы оценок и сформировать правила логического вывода.

Основная часть

Терминал ТИСОСИ — это автоматизированное рабочее место для отображения телеметрии, баллистических расчётов и команд управления [1]. Защищённость терминала определяется техническими, человеческими и организационными факторами.

Для слабоструктурированных задач информационной безопасности наиболее адекватна продукционная модель [2]. Продукционная модель, в отличие от нейро-нечётких [3], обеспечивает прозрачность вывода. Специалист может проследить сработавшее правило [4], что важно для отчётности и расследований.

Предлагаемая система включает базу знаний, механизм прямого вывода и подсистему объяснения. Лингвистические переменные вводятся с терм-множеством «низкий — средний — высокий» [2, 5]. На рис. 1 представлена архитектура экспертной системы.

Типовое взвешенное правило имеет вид: ЕСЛИ (ОС сертифицирована, вес 0,3) И (мандатный контроль включён, 0,4) И (аудит активирован, 0,2) И (пользователь обучен, 0,1) ТО уровень технической защищённости — ВЫСОКИЙ при сумме весов $\geq 0,7$.



Рис. 1. Архитектура продукционной экспертной системы

Формально степень активации правила можно представить как:

$$\mu_R = \frac{\sum_{i=1}^n w_i \cdot \mu_i}{\sum_{i=1}^n w_i}, \quad (1)$$

где w_i – весовой коэффициент i -го условия, μ_i – степень его истинности (0 или 1 для бинарных фактов, либо значение функции принадлежности для нечётких переменных). Решение о классе защищённости принимается по максимальному значению активации среди правил, ведущих к разным заключениям.

База знаний формируется на основе экспертного опроса с вычислением индивидуальных коэффициентов значимости экспертов (стаж, сертификаты, опыт аттестации) [4]. Итоговая оценка уровня защищённости по трёхуровневой шкале («низкий» — 0–0,39; «средний» — 0,40–0,74; «высокий» — 0,75–1,00) выдаётся лицу, принимающему решение, вместе с трассировкой сработавших правил.

Экспертная система позволит сотрудникам служб ИБ за 10–15 минут получать формализованное заключение о защищённости терминала с указанием конкретных недостатков. Как показано в работах по управлению информационной безопасностью [5], регулярный мониторинг и количественная оценка уровня защищённости являются необходимыми условиями устойчивого функционирования системы защиты. Предварительные расчёты показывают, что применение предложенной системы снижает трудоёмкость оценки в 3–4 раза по сравнению с неформализованным экспертным анализом.

Заключение

Разработана архитектура продукционной экспертной системы для оценки защищённости терминалов ТИСОСИ. Основные результаты: обоснован выбор продукционной модели представления знаний; определена трёхуровневая шкала итоговых оценок; сформирован пример взвешенного правила логического вывода. Цель работы достигнута. Предложенное решение отличается «прозрачностью» решений, что критически важно для практического использования в радиотехнических комплексах. Перспективным направлением дальнейших исследований является автоматическое формирование рекомендаций по устранению выявленных недостатков.

Список использованных источников

1. Маркин Д.О., Макеев С.М. Система защиты терминальных программ от анализа на основе виртуализации исполняемого кода // Вопросы кибербезопасности. 2020. № 1(35). С. 29–41. DOI: 10.21681/2311-3456-2020-01-29-41.
2. Ажмухамедов И.М., Князева О.М. Унификация подходов к управлению уровнем информационной безопасности в организациях различного профиля // Вестник Астраханского государственного технического университета. Серия: Управление, вычислительная техника и информатика. 2015. № 1. С. 66–77.
3. Glushenko S.A. An adaptive neuro-fuzzy inference system for assessment of risks to an organization's information security // Business Informatics. 2017. No. 1(11). P. 68–77. DOI: 10.17323/1998-0663.2017.1.68.77.
4. Милько Д.С., Данеев А.В., Горбылев А.Л. База знаний экспертной системы оценки угроз безопасности информации // Доклады ТУСУР. 2022. Т. 25. № 1. С. 61–69. DOI: 10.21293/1818-0442-2021-25-1-61-69.
5. Салютин Т.Ю., Корчака В.С. Исследование методических аспектов оценки эффективности системы информационной безопасности бизнеса и разработка проекта внедрения DLP-системы на предприятии в условиях цифровизации // Экономика и бизнес: теория и практика. 2025. № 3(121). С. 291–295. DOI: 10.24412/2411-0450-2025-3-291-295.

УДК 621.391.82-047.44

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ БЕСПРОВОДНЫХ ПРОТОКОЛОВ СВЯЗИ (ZIGBEE, BLE, WI-FI) В УСЛОВИЯХ ВЫСОКОИНТЕНСИВНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ ВНУТРИ ЗДАНИЙ

С.Н. НЕСТЕРЕНКОВ, И.М. КРОТЮК

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: ikrotsyuk@gmail.com

Аннотация. В работе проведен сравнительный анализ помехоустойчивости беспроводных протоколов связи Zigbee, BLE и Wi-Fi, функционирующих в общем перегруженном частотном диапазоне 2,4 ГГц внутри зданий. Оценены механизмы частотного разделения и адаптивной перестройки частоты в условиях высокоинтенсивных электромагнитных помех. Приведены количественные показатели вероятности пакетных ошибок и задержек передачи данных.

Abstract. This paper presents a comparative analysis of the noise immunity of Zigbee, BLE, and Wi-Fi wireless communication protocols operating within a shared, congested 2.4 GHz frequency band indoors. The mechanisms of frequency division and adaptive frequency hopping under conditions of high-intensity electromagnetic interference are evaluated. Quantitative indicators of packet error rate and data transmission delays are provided.

Введение

Развитие концепций цифровизации, Интернета вещей (IoT) и систем автоматизации современных зданий приводит к высокой плотности размещения беспроводных приемопередатчиков [1]. Большинство локальных радиосетей используют нелицензируемый частотный диапазон ISM (2,4–2,4835 ГГц), что порождает проблему взаимного влияния и критического ухудшения электромагнитной совместимости (ЭМС) устройств. Внутри зданий источниками высокоинтенсивных электромагнитных помех выступают как мощные точки доступа Wi-Fi (стандарты IEEE 802.11b/g/n/ax), так и бытовые приборы (микроволновые печи), персональные компьютеры и сопутствующее оконечное оборудование [2]. В условиях сильного зашумления радиоэфира критически важным является выбор протокола связи, способного обеспечить стабильную доставку информации с минимальными потерями. Целью данной работы является исследование и сравнительная оценка помехоустойчивости протоколов Zigbee (IEEE 802.15.4), Bluetooth Low Energy (BLE) и Wi-Fi в сложной помеховой обстановке закрытых помещений.

Механизмы обеспечения помехоустойчивости

Каждый из рассматриваемых протоколов использует индивидуальные физические и прикладные методы защиты от интерференции. Протокол Wi-Fi ориентирован на высокоскоростную передачу данных и задействует методы широкополосной модуляции DSSS или OFDM с возможностью динамического выбора наименее загруженного частотного канала шириной 20 или 40 МГц [3]. Протокол Zigbee (IEEE 802.15.4) использует метод DSSS в сочетании с квадратурной фазовой модуляцией со сдвигом (O-QPSK). Весь диапазон разделен на 16 каналов шириной по 5 МГц. Механизм оценки чистоты канала (CCA) позволяет избегать передачи в момент обнаружения высокой мощности помехи, однако фиксированная частотная сетка делает Zigbee уязвимым к длительному излучению широкополосных помех Wi-Fi [4]. Протокол BLE использует метод скачкообразной перестройки частоты (FHSS) по 40 каналам шириной 2 МГц. Применение технологии адаптивной перестройки частоты (AFH) позволяет BLE динамически исключать из списка перестройки те каналы, на которых зафиксирован высокий уровень интерференции, что существенно повышает его помехоустойчивость [1, 5]. Механизмы обеспечения помехоустойчивости.

Математическая модель оценки вероятности ошибки

Для аналитической оценки влияния высокоинтенсивной сосредоточенной помехи на качество каналов связи используется показатель вероятности битовой ошибки (Bit Error Rate, BER), зависящий от отношения сигнал/помеха+шум (SINR). Вероятность пакетной ошибки (Packet Error Rate, PER),

определяющая устойчивость протокола к потере данных, выражается через BER следующим соотношением:

$$PER = 1 - (1 - BER)^L, \quad (1)$$

где L – длина передаваемого пакета в битах.

Поскольку высокоинтенсивная сосредоточенная помеха от Wi-Fi перекрывает до 22 МГц спектра, для протокола Zigbee вероятность совпадения рабочих частот значительно выше, что резко увеличивает значение BER по сравнению с BLE, способным быстро адаптировать карту каналов.

Результаты сравнительного анализа

На основе математического моделирования и анализа экспериментальных данных были систематизированы характеристики работы протоколов при уровне внутриканальной помехи $I = -60$ дБм. Результаты представлены в табл. 1.

Таблица 7. Сравнительные показатели работы в протоколах в условиях помех

Протокол	Wi-Fi (802.11n)	Zigbee (802.15.4)	BLE (v5.0)
Ширина канала	20 МГц	5 МГц	2 МГц
Метод защиты	OFDM, CCA	DSSS, CCA	FHSS, AFH
Уровень потерь (PER), %	1,5	18,4	3,2
Задержка передачи, мс	8,2	85,0	15,4

Из таблицы видно, что при воздействии интенсивных помех протокол Zigbee демонстрирует наибольший коэффициент потери пакетов (18,4%) и значительный рост задержки (до 85 мс) из-за частых повторных отправок (отложенных по механизму CCA). Протокол BLE за счет технологии AFH успешно обходит пораженные помехой каналы, сохраняя стабильный уровень PER в пределах 3,2%.

Заключение

В результате проведенного сравнительного анализа установлено, что в условиях высокоинтенсивных электромагнитных помех внутри зданий наилучшую адаптивность среди маломощных беспроводных сетей демонстрирует протокол BLE. Протокол Wi-Fi сохраняет высокую надежность за счет избыточности кодирования, однако сам выступает основным источником деструктивных помех для других систем. Протокол Zigbee обладает наименьшей помехозащищенностью при совместном размещении с сетями Wi-Fi, что требует тщательного планирования частотно-территориального разнесения и выбора статических свободных каналов на этапе развертывания технологической сети.

Список использованных источников

1. Гольдштейн, Б. С. Сети связи пост-NGN / Б. С. Гольдштейн, А. Е. Кучерявый. – СПб.: БХВ-Петербург, 2014. – 400 с.
2. Пролетарский, А. В. Беспроводные сети Wi-Fi / А. В. Пролетарский, И. В. Баскаков. – М.: РТСофт, 2017. – 216 с.
3. Баскаков, И. В. Помехоустойчивость беспроводных локальных сетей в условиях интерференции / И. В. Баскаков // Радиотехника. – 2019. – № 4. – С. 45–51.
4. Смелов, В. В. Анализ ЭМС систем Zigbee и Wi-Fi в замкнутом пространстве / В. В. Смелов // Информационные радиосистемы и радиотехнологии: материалы конф. – Минск: БГУИР, 2025. – С. 112–114.
5. Olsson, J. Coexistence of Bluetooth Low Energy and IEEE 802.11b/g/n in Indoor Environments / J. Olsson // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2021. – Vol. 20, no. 2. – P. 890–898.

УДК 004.774-047.44

АНАЛИЗ И СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ПРОТОКОЛОВ MQTT, COAP И HTTP В ИОТ-СИСТЕМАХ

С.Н. НЕСТЕРЕНКОВ, К.С. ШОТЬ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: ksyshashot2005@gmail.com

Аннотация. В работе представлен анализ и сравнительная оценка протоколов MQTT, CoAP и HTTP, применяемых в системах Интернета вещей. Рассматриваются их архитектурные особенности, транспортные механизмы, требования к ресурсам, уровень надежности передачи данных и энергопотребление.

Abstract. The paper presents an analysis and comparative evaluation of the MQTT, CoAP, and HTTP protocols used in Internet of Things systems. It examines their architectural features, transport mechanisms, resource requirements, data transmission reliability levels, and power consumption.

Введение

Системы IoT включают в себя датчики, исполнительные устройства, шлюзы, облачные платформы и клиентские приложения, которые взаимодействуют в условиях нестабильности каналов связи, ограниченности пропускной способности сети, а также минимального энергопотребления. Ключевым фактором, который значительно влияет на производительность таких систем, является используемый протокол передачи данных. Для IoT-систем были разработаны специализированные протоколы, ориентированные на среду Интернета вещей. В данной работе произведен анализ и сравнение протоколов MQTT, CoAP и HTTP с точки зрения их применимости в IoT-системах.

Протокол HTTP и его применение в IoT-системах

Протокол HTTP является прикладным протоколом передачи гипертекста, который широко используется повсеместно, чаще всего в веб-технологиях. Он функционирует по модели «клиент-сервер», которая реализуется за счет механизма «запрос-ответ». Протокол HTTP работает поверх транспортного протокола TCP, благодаря чему есть высокая надежность доставки данных.

Основными особенностями, помимо работы поверх TCP, являются использование текстового формата сообщений, поддержка REST-архитектуры, а также универсальность, что объясняет широкую поддержку данного протокола в различных системах, отличных от IoT. Однако, несмотря на распространенность, использование протокола HTTP в IoT-системах имеет ряд ограничений [1]. Данный протокол предполагает значительный объем служебных данных, что увеличивает размер передаваемых пакетов. Кроме того, установление TCP-соединения требует дополнительных временных и энергетических затрат, что достаточно критично для устройств с автономным питанием. Тем не менее, протокол HTTP все еще остается востребованным в IoT системах, где ресурсы не являются строго ограниченными, как, например, в облачных сервисах или мобильных приложениях.

Особенности протокола MQTT

Протокол MQTT является специально разработанным протоколом для работы в условиях ограниченной пропускной способности и нестабильности сети. Этот легкий протокол обмена сообщениями функционирует по модели публикация-подписка (publish/subscribe), а также использует брокер сообщений в качестве центрального элемента всей архитектуры [2].

Ключевой особенностью MQTT является асинхронная передача сообщений: модель publish/subscribe позволяет логически и физически разделить отправителя и получателя данных. Устройства публикуют сообщения, брокер пересылает сообщения подписчикам в режиме реального времени. Кроме того, протокол MQTT поддерживает технологию QoS, которая позволяет определять три уровня качества обслуживания: QoS 0 – сообщение доставляется без подтверждения доставки только один раз; QoS 1 – благодаря возможности повторной отправки сообщение гарантировано будет доставлено как минимум один раз; QoS 2 – сообщение будет получено гарантировано и один раз, без дублирования [2]. Как и HTTP, протокол MQTT работает поверх TCP, что обеспечивает еще большую надежность доставки сообщения.

Благодаря тому, что протокол MQTT разрабатывался под IoT-системы, он имеет значительные преимущества перед остальными протоколами. Это низкое энергопотребление, эффективная работа при нестабильном соединении и снижение сетевой нагрузки. При этом требуется наличие брокера сообщений, что является недостатком протокола, так как это дополнительный компонент в архитектуру всей системы.

Протокол CoAP в системах Интернета вещей

Еще один протокол, рассматриваемый в данной работе, – CoAP, который также является специально разработанным для устройств с ограничением ресурсов. Однако, в отличие от MQTT, данный протокол реализует модель запрос-ответ, что делает его похожим на HTTP, но в мире IoT-технологий [3]. Протокол CoAP функционирует поверх UDP (в противоположность HTTP), что помогает снижать накладные расходы. Тем не менее, использование UDP приводит к тому, что надежность доставки обеспечивается только лишь за счет механизмов самого протокола CoAP, а не транспортным уровнем.

Протокол CoAP характеризуется компактным бинарным форматом сообщений, возможностью групповой адресации и использованием REST-подхода [3]. CoAP может использоваться в сенсорных сетях и системах мониторинга, где важны минимальные задержки и экономия ресурсов.

Сравнительный анализ протоколов MQTT, CoAP и HTTP

Наиболее принципиальным отличием является модель работы протокола. HTTP и CoAP используют систему «запрос-ответ», при которой клиент инициирует обмен данными. В отличие от них, MQTT применяет в своей модели взаимодействия систему публикаций и подписок, которая предполагает наличие брокера. Такая особенность MQTT снижает связанность устройств в IoT-системе, что повышает масштабируемость системы [4], а для распределенных систем Интернета вещей это особенно важно.

Следующее существенное различие – это транспортный уровень. HTTP и MQTT работают поверх TCP, обеспечивающего надежность передачи за счет установления соединения и подтверждения доставки. Однако это увеличивает накладные расходы и энергопотребление. CoAP функционирует поверх протокола UDP, что снижает задержки и уменьшает объем служебных данных, но требует дополнительных механизмов контроля доставки уже непосредственно на уровне приложения. Особого внимания заслуживает механизм обеспечения надежности. В MQTT реализуются уровни QoS, которые дают гибкость при выборе между минимальной нагрузкой сети и гарантированной доставкой. В CoAP предусмотрены подтверждаемые сообщения, что дает надежность и при этом сохраняет возможность пользоваться преимуществами UDP [4]. В HTTP надежность полностью обеспечивается благодаря делегировании этих задач транспортному уровню TCP.

С точки зрения объема служебной информации самым «тяжелым» протоколом является HTTP. Это обуславливается тем, что он использует текстовый формат сообщений и заголовков, в то время как протоколы MQTT и CoAP используют бинарные структуры при передаче данных. По показателю энергопотребления протокол HTTP также является наименее эффективным.

Заключение

Исходя из сравнительного анализа выбор протокола передачи данных для IoT-систем должен осуществляться с учетом требований к надежности, энергопотреблению и объему передаваемых данных, а также архитектуры системы. Протокол HTTP – универсальный и широко распространенный, однако его использование для IoT-систем не всегда является эффективным из-за ограниченных ресурсов у устройств.

Протокол CoAP – это облегченная альтернатива HTTP, которая уже предназначена для устройств с низкими требованиями к сетевым и вычислительным ресурсам системы. Протокол MQTT показывает высокую эффективность в системах телеметрии благодаря своей модели публикация-подписка, небольшому объему служебных данных и разным уровням качества обслуживания. Таким образом, для большинства IoT-сценариев наиболее целесообразным является использование MQTT или CoAP, тогда как HTTP чаще применяется на уровне шлюзов и облачных сервисов.

Список использованных источников

1. Al-Fuqaha, A. Internet of Things: A Survey on Enabling Technologies, Protocols, and Applications / A. Al-Fuqaha, M. Guizani, M. Mohammadi // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2015. – Vol. 17, no. 4. – P. 2347-2376.
2. Banks, A. MQTT Version 3.1.1 / A. Banks, R. Gupta. – OASIS Standard, 2014.
3. Shelby, Z. The Constrained Application Protocol (CoAP) / Z. Shelby, K. Hartke, C. Bormann. – IETF RFC 7252, 2014.
4. Granjal, J. Security for the Internet of Things: A Survey of Existing Protocols and Open Research issues / J. Granjal, E. Monteiro, J. S. Silva // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2015. – Vol. 17, no. 3. – P. 1294-1312.

УДК 004.94:[621.391.8+355.421]

ДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ИНФОРМАЦИОННОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ В ТАКТИЧЕСКОМ ЗВЕНЕ УПРАВЛЕНИЯ С УЧЕТОМ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ПОДАВЛЕНИЯ

Т.В. ОШМЯНА

Военная академия Республики Беларусь
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: tanya.oshmyana@yandex.ru

Аннотация. Рассмотрена задача имитации информационного взаимодействия в тактическом звене управления «рота – взвод» при ведении боевых действий. Предложена аналитико-имитационная стохастическая динамическая дискретно-событийная математическая модель, объединяющая детерминированный расчет параметров УКВ-радиолинии (с учетом рельефа местности по цифровой карте, метеоусловий, радиопомех) и вероятностную модель обработки сообщений на основе марковских цепей с правилом принятия решения «две последовательные успешные передачи из трех». Приведены результаты вычислительных экспериментов, подтверждающие адекватность модели и возможность количественной оценки живучести системы связи. Предложенный подход позволяет повысить достоверность результатов моделирования боевых действий на 17–21% по сравнению с существующими аналогами, не учитывающими состояние каналов связи.

Abstract. The problem of simulating information interaction in the tactical control link “company – platoon” during combat operations is considered. An analytical–simulation stochastic dynamic discrete-event mathematical model is proposed. It combines a deterministic calculation of VHF radio link parameters (taking into account terrain relief using a digital map, weather conditions, radio interference) and a probabilistic message processing model based on Markov chains with a decision rule “two consecutive successful transmissions out of three”. The results of computational experiments confirming the adequacy of the model and the possibility of quantitative assessment of communication system survivability are presented. The proposed approach improves the reliability of combat simulation results by 17–21% compared to existing analogues that do not take into account the state of communication channels

Введение

Эффективность управления подразделениями в современном общевойсковом бою критически зависит от устойчивости и достоверности радиосвязи. В существующих отечественных системах моделирования боевых действий (СМБД) традиционно принимается допущение об идеальных каналах связи: команды и доклады передаются без искажений и всегда доставляются адресату независимо от изменений боевой обстановки [1]. Это приводит к систематическому завышению достоверности результатов моделирования и снижению их прогностической ценности.

В зарубежных аналогах (JWARS, «Злочень», «Спектр») декларируется учет характеристик систем связи, однако детализированные математические модели и алгоритмы, необходимые для их реализации в условиях конкретной тактической обстановки и архитектуры СМБД Республики Беларусь, в открытых источниках отсутствуют [2–4].

Целью настоящей работы является разработка математической модели информационного взаимодействия в тактическом звене управления «рота – взвод», учитывающей динамическое влияние рельефа местности, метеоусловий, радиоэлектронного подавления и пространственного маневра подразделений на качество управления.

Модель информационного взаимодействия

Общая математическая модель информационного взаимодействия (ИВ) представляется в виде:

$$M_m = F(f_D; f_O)$$

где f_D – функция передачи-приема сообщений на основе модели радиолинии УКВ-диапазона; f_O – функция обработки сообщений на основе дискретного марковского процесса.

Структурная схема тракта передачи сигнала между абонентами в условиях РП противником представлена на рисунке 1, где отдельно выделен блок воздействия радиопомех.

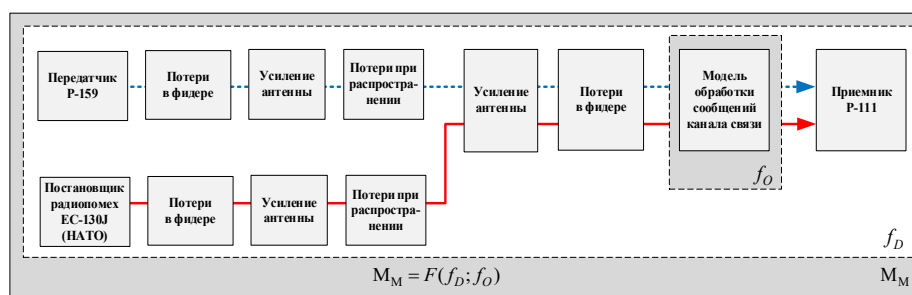


Рис. 1. Блок-схема тракта прохождения при радиоэлектронном подавлении противником

Модель радиоканала

Мощность полезного сигнала на входе приемника Pr [дБ] рассчитывается по формуле:

$$Pr = Pt - lft - lfr + Gt + Gr - W_{\Sigma}, \quad (1)$$

где Pt, Pr – мощность передатчика, lft, lfr – потери в фидерах, Gt, Gr – коэффициенты усиления антенн, W_{Σ} – суммарные потери в радиолинии.

Суммарные потери включают:

- затухание в свободном пространстве W_0 ;
- дифракционные потери на рельефе W_{Surface} (метод Эпштейна–Петерсона);
- затухание в лесных массивах W_{Forest} и городской застройке W_{City} ;
- ослабление в гидрометеорах (дождь, туман) $W_{\text{Rain}}, W_{\text{Clouds}}$.

На основе рассчитанного превышения сигнала над уровнем помех определяется вероятность достоверного приема одной посылки $p(R)$ с использованием табулированной функции Крампа.

Модель обработки сообщений (протокол «две из трех»)

Для имитации сеанса связи принят протокол без обратной связи с правилом «две последовательные успешные передачи из трех возможных». Марковская цепь состояний имеет граф [5, 6], показанный на рис.2.

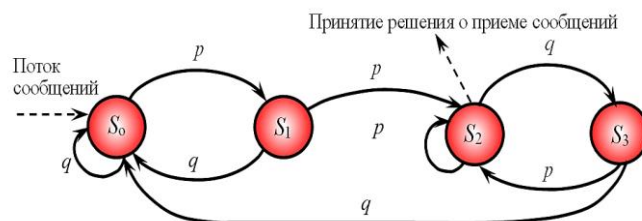


Рис. 2. Граф состояний и переходов процесса обработки сообщений (дублирование сообщений)

Вероятность доставки сообщения (стационарная вероятность нахождения в целевом состоянии (S_2)) определяется выражением:

$$\pi_2 = \frac{p^2}{1 - p + p^2}, q = 1 - p.$$

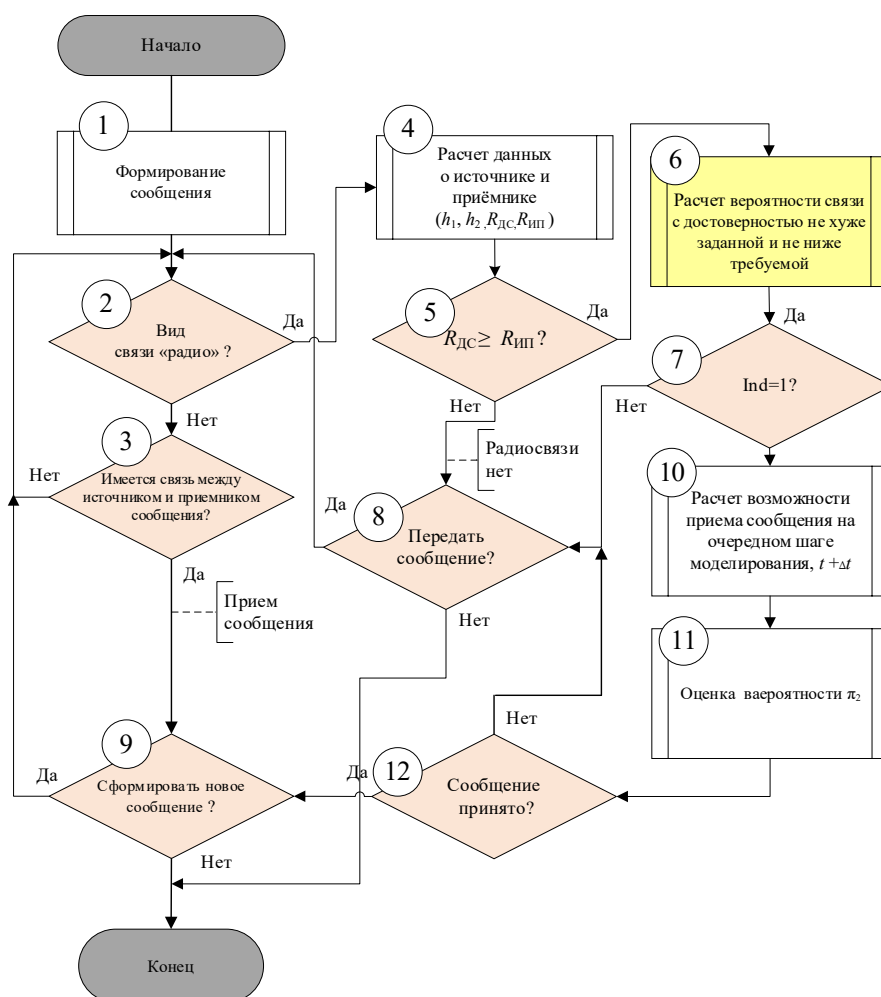
При $p = 0,8$ (тактический фон) $\pi_2 \approx 0,762$, что значительно выше вероятности успеха при однократной передаче.

Алгоритм имитации сеанса радиосвязи

Разработанный алгоритм (блок-схема на рис. 3) реализует следующий порядок:

- 1.Инициация сообщения, выбор средства связи (УКВ-радиостанция).
- 2.Расчет параметров радиолинии с учетом текущих координат, цифровой карты местности, метеоусловий и помеховой обстановки.
- 3.Определение вероятности достоверного приема одной посылки $p(R)$.
- 4.Моделирование трех последовательных посылок с вероятностью успеха p .

6. Фиксация результата («сообщение доставлено» / «сообщение потеряно»).



Шаг модельного времени принят равным 3 с, что соответствует максимальной длительности передачи одного сообщения (три посылки) и согласуется с дискретностью изменения обстановки в СМБД.

Влияние рельефа местности

На рис. 4, а показан фрагмент цифровой карты с моделированием маневра подразделений. В момент времени t_1 между подразделениями 1 и 2 присутствует возвышенность, что приводит к отсутствию прямой видимости и нулевой вероятности связи. После завершения маневра в момент t_2 возвышенность перестает быть препятствием – вероятность достоверного приема достигает 0,98 (оценка «отлично»).

Решение такой задачи было направлено на разработку методики прогнозной оценки влияния планируемого маршрута командирского подразделения на пространственные возможности управления подчиненными элементами в динамике боя. Актуальность задачи подтверждается анализом современного опыта боевых действий, который демонстрирует критическую зависимость успеха от качества управления, определяемого, в том числе, возможностями радиосвязи в условиях сложного рельефа и РП противником.

Введен в сценарий воздушный постановщик прицельных помех EC-130J. При отношении сигнал/помеха ниже порога модель имитирует смену рабочей частоты на резервную, что позволяет сохранить связь, рисунок 4, б.

Оценка живучести системы связи

Разработанная модель позволяет получать не только точечные оценки качества связи (вероятность доведения сообщения $F(\xi)$ в фиксированный момент), но и интегральную характеристику – **живучесть системы связи** за весь период моделирования боя (2).

Живучесть G может быть определена, как доля времени (доля ключевых событий), в течение которой обеспечивается устойчивая связь между заданными абонентами:

$$G = T_{\text{св}} / T_{\text{общ}} \quad (2)$$

где G – показатель живучести системы связи за рассматриваемый период; $T_{\text{св}}$ – суммарное время в ходе выполнения конкретной тактической задачи (или на маршруте), когда качество связи было удовлетворительным, т. е. когда вероятность доведения сообщения $F(\xi)$ была не ниже требуемого порога (например, $F(\xi) \geq 0,9$). Это время, когда система связи *жива* с точки зрения выполнения задачи

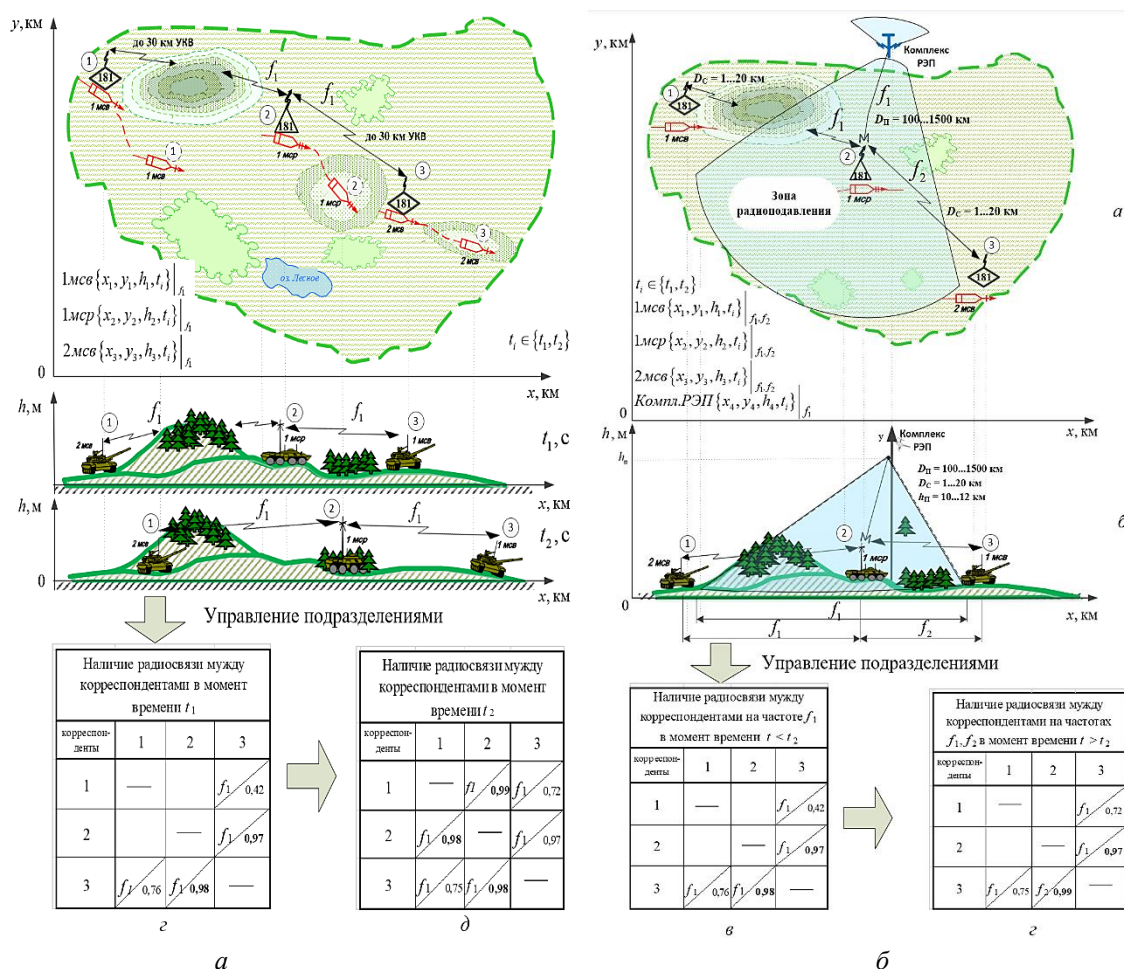


Рис. 4. Оценка влияния изменений боевой обстановки и местности на вероятность доставки сообщений: *а* – при учете рельефа местности; *б* – при учете рельефа местности и радиопомех.

Разработанная модель [7,8] позволяет получать не только точечные оценки качества связи (вероятность доведения сообщения $F(\xi)$ в фиксированный момент), но и интегральную характеристику – **живучесть системы связи** за весь период моделирования боя.

Живучесть G может быть определена, как доля времени (доля ключевых событий), в течение которой обеспечивается устойчивая связь между заданными абонентами:

$$G = T_{\text{св}} / T_{\text{общ}}$$

где G – показатель живучести системы связи за рассматриваемый период; $T_{\text{св}}$ – суммарное время в ходе

выполнения конкретной тактической задачи (или на маршруте), когда качество связи было удовлетворительным, т. е. когда вероятность доведения сообщения $F(\xi)$ была не ниже требуемого порога (например, $F(\xi) \geq 0,9$). Это время, когда система связи *жива* с точки зрения выполнения задачи; $T_{\text{общ}}$ – общая продолжительность выполнения конкретной тактической задачи (или временной отрезок, на котором оценивается живучесть, например, время выдвижения роты в район сосредоточения).

Пример: бой (марш) длился 60 минут ($T_{\text{общ}} = 60$ мин). Из них только 45 минут связь была устойчивой и обеспечивала управление ($T_{\text{св}} = 45$ мин). Тогда живучесть $G=45/60=0,75$ (75%). Это означает, что четверть времени управление войсками было затруднено из-за проблем со связью.

Для интерпретации полученных значений живучести предложена классификация, представленная в таблице 2.5.

Таблица 1. Классификация степени обеспечения управления войсками по значению показателя живучести G

Степень обеспечения управления войсками	Живучесть системы связи G , %
В полном объеме	80–100
Затруднено	60–80
Нарушено	30–60
На грани срыва	20–30
Сорвано	менее 20

Предложенная шкала позволяет перейти от численного значения живучести к качественной оценке состояния управления, что важно для лиц, принимающих решения.

Для статистического подтверждения работоспособности методики и оценки типичных значений показателя P была проведена серия из 10 вычислительных экспериментов с различными тактическими ситуациями. Условия экспериментов варьировались по типу рельефа местности и наличию радиоэлектронного подавления (РП). Результаты экспериментов представлены в таблице 2. Для десяти тактических сценариев рассчитан показатель P – доля маршрута, на которой управление не гарантировано с требуемой достоверностью ($p(R) < 0,98$).

Для количественной оценки эффективности был сформирован минимизируемый показатель P :

$$P = \frac{l(a-b) \cdot 100\%}{l(L_1)} \rightarrow \min, t \in t_{\text{б}}.$$

Среднее значение P по всем сценариям составило 18,6 %. После оптимизации маршрута (выбора пути внутри зоны устойчивого управления) показатель P снижается до 0 %, что подтверждает эффективность разработанной методики.

Таблица 2. Результаты оценки показателя эффективности P для десяти тактических сценариев

№ сценария	Краткая характеристика сценария (основные влияющие факторы)	Длина исходного маршрута l_1 , км	Протяженность участка потери связи l_1/C , км	Показатель эффективности P , %
1	Равнинная открытая местность, радиопомехи (РП) отсутствует.	10,2	0,51	5
2	Лесисто-холмистая местность, РП отсутствует. Наличие отдельных высотных препятствий.	7,8	0,86	11
3	Лесистая местность с водной преградой, ведение РП станций наземного базирования.	9,5	1,33	14
4	Сильно пересеченная местность (овраги, высоты), помехи отсутствуют.	6,3	0,95	15,1

№ сценария	Краткая характеристика сценария (основные влияющие факторы)	Длина исходного маршрута l_1 , км	Протяженность участка потери связи l_1/C , км	Показатель эффективности P , %
5	Пригородная местность (здания, низкие высоты), ведение прицельных помех БПЛА.	8,1	1,38	17
6	Горно-лесистая местность, РП отсутствуют. Значительное влияние рельефа.	5,7	1,14	20

Повышение адекватности СМБД

Методом экспертных оценок (10 специалистов, коэффициенты компетентности учтены) установлено, что внедрение разработанной модели информационного взаимодействия повышает адекватность вырабатываемых рекомендаций СМБД на **17–21 %** (доверительная вероятность 0,99).

Заключение

В работе предложена математическая модель информационного взаимодействия в тактическом звене управления, которая:

- комплексно учитывает рельеф местности, метеоусловия, радиоэлектронное подавление и маневр подразделений;
- использует стохастический протокол «две последовательные успешные передачи из трех», обоснованный нормативными документами и классической теорией кодирования;
- позволяет количественно оценивать живучесть системы связи и оптимизировать маршруты движения подразделений;
- повышает адекватность результатов имитационного моделирования боевых действий на 17–21 %.

Результаты внедрены в имитационный модельный комплекс «Вилия-О» и используются в образовательном процессе Военной академии Республики Беларусь [9].

Список использованных источников

- Ошмяна Т.В., Булойчик В.М. Моделирование информационного взаимодействия в тактических подразделениях Сухопутных войск // Сборник научных статей Военной академии Республики Беларусь. – 2022. – № 42. – С. 155–164.
- Объединенная система моделирования боевых действий JWARS США // Зарубежное военное обозрение. – 2008. – № 11. – С. 27–32.
- Системы компьютерного моделирования в сухопутных войсках Германии (2018) [Электронный ресурс] / С. Корчагин // Интернет-издание. – 2018. – URL: https://factmil.com/publ/strana/germanija/sistemy_kompjuternogo_modelirovanija_v_sukhoputnykh_vojskakh_germanii_2018/41-1-0-1315 (дата обращения: 23.05.2024).
- ОАО «НПО РусБИТех» [Электронный ресурс] : официальный сайт. – 2010. – URL: <http://rusbitech.ru> (дата обращения: 07.07.2023).
- Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Назаров М.В., Финк Л.М. Теория передачи сигналов. – 2-е изд. – М.: Радио и связь, 1986. – 304 с.
- Гойхман Э.Ш., Лосев Ю.И. Передача информации в АСУ. – М.: Связь, 1976. – 280 с.
- Ошмяна, Т. В. Оценка влияния условий боевой обстановки на воспроизведение информационного взаимодействия в системе моделирования боевых действий / Т. В. Ошмяна, В. М. Булойчик, А. В. Герцев // Наука и военная безопасность. Научно-теоретическое приложение к журналу «Армия». – 2024. – № 2 (80). – С. 14–20.
- Ошмяна, Т. В. Методика применения системы моделирования боевых действий с предложенной моделью информационного взаимодействия / Т. В. Ошмяна // Сборник научных статей Военной академии Республики Беларусь. – 2024. – № 48. – С. 88–99.
- Исследование вопросов внедрения компьютерной сетевой системы подготовки руководителей тактического звена управления : отчет о НИР (заключительный) : шифр «Вилия-О» / рук. В. М. Булойчик ; Военная академия Республики Беларусь. – Минск, 2024. – 34 с. + Прил. – Инв. № 604223.

УДК 004.891:[004.056+629.734]

ПРОДУКЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ЭКСПЕРТНОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ЗАЩИЩЁННОСТИ КАНАЛА УПРАВЛЕНИЯ БПЛА В КОНТЕЙНЕРНОЙ СРЕДЕ

Н.А. РОЛЬЩИКОВА¹, А.С. МАМАЕВ²

¹*«Технологический университет имени дважды Героя Советского Союза, летчика-космонавта А.А. Леонова» - филиал федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Московский государственный университет геодезии и картографии»*

(г. Королев, Российская Федерация)

²*Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «МИРЭА - Российский технологический университет»*

(г. Москва, Российская Федерация)

E-mail: mamaev@mirea.ru

Аннотация. Канал управления БПЛА уязвим для DoS-атак и подмены команд. Контейнеризация сервисов (Docker) снижает издержки, но порождает риски, связанные с изоляцией CPU, памяти и сети. Предлагается производственная экспертная система, которая по шести формализованным правилам IF-THEN оценивает защищённость контейнера, обслуживающего радиоканал. Каждому правилу присвоен уровень критичности (CRITICAL, HIGH, MEDIUM, LOW) и весовой коэффициент. Интегральный индекс S рассчитывается с учётом штрафных баллов и сопоставляется с порогами «Безопасно» (80–100), «Требуется доработка» (50–79) и «Уязвимо» (0–49). Система верифицирована на экспериментальных данных из открытых источников; результаты показывают, что модель позволяет за секунды классифицировать конфигурацию контейнера до взлёта.

Abstract. The UAV control channel is vulnerable to DoS attacks and command spoofing. Containerizing services (Docker) reduces overhead but introduces risks related to CPU, memory and network isolation. We propose a production rule-based expert system that assesses the security of a container handling the radio channel using six formalized IF-THEN rules. Each rule has a severity level (CRITICAL, HIGH, MEDIUM, LOW) and a weight factor. The integral security index S is calculated with penalty points and mapped to three verdicts: “Safe” (80–100), “Needs improvement” (50–79) and “Vulnerable” (0–49). The system is validated on experimental data from open sources; results show that the model classifies container configurations within seconds before takeoff.

Введение

Канал управления БПЛА остаётся уязвим: DoS-атаки и подмена команд способны привести к потере аппарата [1]. Контейнеризация сервисов (Docker) снижает накладные расходы, но порождает риски, связанные с изоляцией CPU, памяти и сети [2, 3, 4]. Цель работы – разработать экспертную систему на производственных правилах (IF-THEN), которая по формальным параметрам контейнера оценивает защищённость радиоканала управления.

Основной раздел

За основу взята схема, описанная в [2] – ContainerDrone. Система разделена на две управляющие среды: хостовая (Host Control Environment, HCE), где работает верифицированный безопасный контроллер, и контейнерная (Container Control Environment, CCE), в которой выполняется расширенный, но потенциально уязвимый функционал. Радиоканал управления проходит через CCE; пакеты команд и телеметрии передаются между HCE и CCE по изолированному сетевому интерфейсу. Безопасность такой связи определяется набором параметров контейнера:

- привязка к выделенным ядрам CPU (cpuset);
- ограничение пропускной способности памяти (MemGuard);
- контроль скорости входящих UDP-пакетов (iptables rate limiting);
- флаги запуска (--privileged, --read-only, seccomp-профили).

Как отмечено в [3], время миграции контейнера и частота его перезапусков также влияют на устойчивость сервиса к деградации ресурсов. Все перечисленные характеристики могут быть измерены или извлечены из конфигурационных файлов до взлёта.

Архитектурно система разделена на две взаимодействующие части: хост-среду (Host Control Environment, HCE), где работает верифицированный безопасный контроллер, и контейнерную среду (Container Control Environment, CCE), где выполняется расширенный функционал, потенциально уязвимый для атак. Радиоканал управления проходит через CCE; обмен командами и телеметрией между средами организован через изолированный сетевой интерфейс. Конфигурация безопасности CCE задаётся параметрами привязки к ядрам CPU (cpuset), ограничения пропускной способности памяти (MemGuard), контроля скорости UDP-пакетов (iptables) и флагами запуска контейнера (--privileged, --read-only, seccomp-профили).

Но основе анализа уязвимостей, описанных в [2, 3], сформировано шесть правил оценки риска (таблица 1). Каждому правилу поставлен в соответствие уровень критичности и вес W_i .

Таблица 1. Правила оценки защищённости контейнера радиоканала

№ п/п	Условие (ЕСЛИ ...)	Уровень риска	Вес W_i
1	Контейнер запущен с флагом --privileged	CRITICAL	0.95
2	Контейнер не привязан к выделенному ядру CPU (cpuset не задан)	HIGH	0.80
3	Отсутствует ограничение скорости входящих UDP-пакетов	MEDIUM	0.50
4	Корневая файловая система смонтирована с записью (--read-only отсутствует)	MEDIUM	0.50
5	Время миграции контейнера превышает 40 секунд (оценка [3])	HIGH	0.80
6	Не задан seccomp-профиль (разрешены все системные вызовы)	HIGH	0.80

Итоговая оценка вычисляется по формуле:

$$S = 100 - (30 \cdot I_{\text{crit}} + 15 \cdot I_{\text{high}} + 7 \cdot I_{\text{med}} + 3 \cdot I_{\text{low}}), \quad (1)$$

где I – индикатор срабатывания правила соответствующего уровня. Пороги:

$$\text{Вердикт} = \begin{cases} \text{«Безопасно»}, & 80 \leq S \leq 100 \\ \text{«Требуется доработка»}, & 50 \leq S \leq 79 \\ \text{«Уязвимо»}, & 0 \leq S \leq 49 \end{cases}, \quad (2)$$

Пример: при срабатывании правила 1: $S = 70$ («Требуется доработка»); при отсутствии правил 3 и 4: $S = 99,5$ («Безопасно»). Валидация выполнена на стенде из [2]: Raspberry Pi + Navio2, Linux + Docker. Сценарии Bandwidth-атаки и UDP-флуда показали: без защиты дрон теряет стабильность, с защитой – возвращается к полёту. Для трёх типовых конфигураций получены следующие значения индекса: безопасная (выделенные ядра, read-only, ограничение UDP) – $S = 94$; уязвимая (сняты ограничения памяти и сети) – $S = 42$; промежуточная после исправления критических нарушений – $S = 87$.

Заключение

Разработана производственная экспертная система, позволяющая за секунды оценить защищённость контейнера радиоканала БПЛА до взлёта. Система дополняет подходы [2, 3]. Дальнейшее развитие – интеграция с SDR и машинное обучение для динамической корректировки весов правил.

Список использованных источников

1. Chen J., Feng Z., Wen J.Y., Liu B., Sha L. A Container-based DoS Attack-Resilient Control Framework for Real-Time UAV Systems // 2019 Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition (DATE). – 2019. – P. 1222–1227.
2. Bai J., Chang X., Rodríguez R.J., Trivedi K.S., Li S. Towards UAV-Based MEC Service Chain Resilience Evaluation: A Quantitative Modeling Approach // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2023. – Vol. 72, no. 4. – P. 5181–5194.
3. Sami H., Saado R., Saoudi A.E., Mourad A., Otrók H., Bentahar J. Opportunistic UAV Deployment for Intelligent On-Demand IoV Service Management // IEEE Transactions on Network and Service Management. – 2023. – Vol. 20, no. 3. – P. 3428–3442.
4. Каштанов В.В., Немтинов В.А. Анализ организации связи с применением беспилотных летательных аппаратов малой дальности // Вестник ТГТУ. – 2022. – № 4(28). – С. 606–614.

УДК 004.8:623.746.4-519

СИСТЕМА РАННЕГО ОПОВЕЩЕНИЯ НАЛЁТА БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ FALCON EYE

В.А. ТИМОЩЕНКО, И.А. ДУБОВИК

*Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: valeriyatsimoshchanka@gmail.com

В ходе современных военных конфликтов беспилотные летательные аппараты (БЛА) решают значительный круг задач, значительно повышая общую эффективность действий группировок войск. БЛА могут решать разный уровень задач, связанных с их основными особенностями: автономностью управления и относительно низкой стоимостью производства. Они применяются для ведения разведки, обнаружения и распознавания объектов (например, командных пунктов, складов, узлов связи), выдачи в режиме реального времени информации о них на свои командные пункты для организации поражения и обеспечения наведения средств поражения, таких как лазерная подсветка целей. Разведывательно-ударные и ударные БЛА способны поразить военные объекты и военную технику имеющимися средствами: минами, бомбами, гранатами, управляемыми ракетами. В связи с этим проблема борьбы с беспилотными летательными аппаратами стала особенно актуальной в РЭБ и войсках ПВО Республики Беларусь [1].

Основные сложности при борьбе с беспилотниками являются их малый размер, многозадачность, ограниченная эффективная площадь рассеивания и низкий уровень акустического шума. Из опыта локальных военных конфликтов можно отметить, что БЛА обнаруживаются либо визуальным способом наблюдения, либо на дальних подступах, однако уничтожение дрона экономически невыгодно из-за отношения стоимостей ракеты и беспилотника [2]. Еще одна сложность – высокая маневренность БЛА на низких высотах, что затрудняет их обнаружение. Как итог, важнейшей задачей для радиотехнических войск является разработка успешных систем обнаружения беспилотных летательных аппаратов на предельно малых высотах.

Важнейшее значение в задачах обнаружения БЛА имеют современные технологии, в частности, использование искусственного интеллекта (ИИ). ИИ представляет собой одну из наиболее современных и передовых технологий, обеспечивая уникальные возможности для анализа и обработки данных. Основой этих технологий являются нейросети, имитирующие работу человеческого мозга. Нейронные сети представляют собой вычислительные модели, вдохновленные биологическими нейронными сетями. Они состоят из слоев искусственных нейронов, каждый из которых выполняет нелинейное преобразование входных данных. Современные сверточные нейронные сети (Convolutional Neural Networks CNN) особенно эффективны для обработки изображений благодаря использованию свертки — операций, позволяющих извлекать пространственные признаки из изображений. Глубокие нейронные сети, такие как архитектуры YOLO (You Only Look Once), предлагают решение этой проблемы за счёт комбинации скорости и точности. Однако даже современные версии YOLO (v5, v8) недостаточно адаптированы для специфических задач, например, учёта угла расположения дрона относительно камеры, что критично для определения расположения объекта.

Оптимальным направлением решения существующей проблемы своевременного обнаружения и оповещения о применении БЛА является расширение возможностей визуальной разведки путем включения в информационную систему оповещения ПВО дополнительной системы оптического обнаружения БЛА по видеопотоку в режиме реального времени – Falcon Eye [3]. Но и здесь необходимо привлечь значительный ресурс для обобщения и анализа поступающей информации, и решить ряд задач: проверка достоверности информации (риск ложного срабатывания), опознавание и распознавание БЛА, прогнозирование маршрута полета и определение возможных объектов воздействия, подготовка информации для принятия решения на противодействие БЛА, определения угловых координат БЛА.

Практическая ценность заключается в создании готового решения для интеграции в системы охраны: разработанное приложение на базе PyQt5 и OpenCV обеспечивает не только детекцию дронов, но и визуализацию их положения, аудиооповещение и расчёт угла обзора. Процесс создания системы Falcon Eye включал несколько ключевых этапов, основные из которых проектирование, тестирование и оптимизация. На этапе подготовки и определения требований особое внимание было уделено нескольким ключевым требованиям к программе: подготовка и аугментация датасета с Kaggle, включающего изображения дронов, птиц и фоновых сцен, обучение модели YOLO26m с оптимизацией гиперпараметров для повышения метрик Precision и Recall, разработка GUI-

приложения на PyQt5, интегрирующего модель YOLO26m, обработку видео в реальном времени и расчёт угла обзора, проведение экспериментов по оценке влияния углового анализа на качество детекции (на основе Confusion Matrix и кривых Precision-Recall. Система также должна предусматривать возможность расширения функционала и интеграции с новейшими технологиями.



Рис.1. Результат работы программы

По результатам тестирования проект подтвердил свою жизнеспособность, эффективность и надежность. Система обеспечивает высокую точность распознавания БЛА, удобный и понятный интерфейс, а также безопасность в области обработки и хранения данных. В ходе испытаний система продемонстрировала точность распознавания БЛА на уровне 95% (на основе выборки из 4672 реальных дронов). Ложные срабатывания составили 5%, что соответствует требованиям к системам раннего оповещения.

Реализованный проект представляет собой комплексную систему видеонаблюдения с интеграцией модели YOLO11m для обнаружения дронов и определения их углового положения. Модель YOLO26m продемонстрировала высокую точность обнаружения дронов. Результаты исследования подтверждают успешное достижение поставленной цели — создание системы, способной обнаруживать дроны и вычислять их угловое положение относительно камеры для наведения систем радиоэлектронного подавления (РЭБ). В отличие от существующих решений, которые ограничиваются простой детекцией объектов, разработанная система предоставляет информацию о направлении движения дрона, что повышает эффективность систем РЭБ по сравнению с решениями, использующими только приблизительную локализацию.

Список использованных источников

1. Ерёмин Г. В., Чёрный С. Н. Система борьбы с беспилотными летательными аппаратами — новый технический уровень и комплексный подход // Военная мысль. 2022. №7.
2. Тикшаев В.Н. Проблема борьбы с БПЛА и возможные пути её решения // Военная мысль. 2021. №1
3. Бойкачев П.В. Разработка глобальной системы раннего оповещения налета беспилотных летательных аппаратов на территорию Республики Беларусь.

УДК 004.422.8:523.4-853-047.36

ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОТЕХНОЛОГИИ ТОМОГРАФИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА ИОНОСФЕРЫ ПО СИГНАЛАМ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

П.А. ХМАРСКИЙ^{1,2}, В.М. АРТЕМЬЕВ¹, А.О. НАУМОВ¹

¹*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

²*Институт прикладной физики Национальной академии наук Беларуси
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: p.khmarskij@bsuir.by

Аннотация. Рассмотрены информационные радиотехнологии томографического мониторинга ионосферы по сигналам спутниковых систем. Описан разработанный программно-алгоритмический комплекс мониторинга ионосферы, обеспечивающий автоматизированный сбор, фильтрацию, обработку и визуализацию данных глобальных навигационных спутниковых систем, низкоорбитальных спутников и наземных ионозондов. Показано, что интеграция разнородных спутниковых, наземных и геомагнитных наблюдений повышает точность, устойчивость и оперативность выявления ионосферных возмущений, включая периоды экстремальных геофизических явлений. Отдельное внимание уделено применению результатов анализа и прогнозирования ионосферы и магнитосферы для снижения систематических погрешностей радиолокационных измерений координат и параметров движения воздушных и космических объектов.

Abstract. Information radio technologies for tomographic monitoring of the ionosphere using signals from satellite systems are considered. A software and algorithmic complex for three-dimensional reconstruction of electron density in the ionosphere is described, providing automated collection, filtering, processing, and visualization of data from global navigation satellite systems, low-orbit satellites, and ground-based ionosondes. It is shown that the integration of heterogeneous satellite, ground-based, and geomagnetic observations improve the accuracy, robustness, and operational efficiency of detecting ionospheric disturbances, including periods of extreme geophysical events. Special attention is paid to the application of ionosphere and magnetosphere analysis and forecasting results to reduce systematic errors in radar measurements of the coordinates and motion parameters of airborne and space objects.

Введение

Надежная работа радиосистем связи, навигации и локации невозможна без регулярного и достоверного мониторинга состояния околоземного космического пространства, поскольку ионосферные возмущения существенно влияют на их функционирование. Для обеспечения устойчивой работы таких систем актуальным является внедрение автоматизированных средств мониторинга ионосферных возмущений на основе данных спутниковых систем [1-5]. В рамках научно-технической программы Союзного государства «Комплекс-СГ» (2023–2026 гг., мероприятие 3.3) сотрудниками лаборатории СВЧ-электроники и радиотомографии Института прикладной физики Национальной академии наук (НАН) Беларуси на основе опыта научной школы члена-корреспондента НАН Беларуси, профессора, доктора технических наук В.М. Артемьева разработан программно-алгоритмический комплекс для радиотомографического анализа и мониторинга состояния ионосферы [6, 7]. Такой комплекс позволяет объективно отслеживать динамику ионосферы, выявлять аномалии, связанные с геофизическими событиями, включая магнитные бури и землетрясения, что важно для информационной, навигационной и радиолокационной инфраструктуры. Система обеспечивает трехмерный мониторинг поля концентрации электронов с использованием 10–100 приемных станций и одновременным анализом сигналов 5–20 спутников с точностью реконструкции до 10 %, пространственным разрешением не хуже 20 км и временным разрешением до 1 мин [6]. Это позволяет непрерывно контролировать изменения ионосферной плазмы, особенно в периоды экстремальных геофизических явлений.

В статье представлен опыт создания, развития и апробации программно-алгоритмического комплекса радиотомографического мониторинга ионосферы, анализа и обработки получаемых данных, а также перспективы дальнейшего совершенствования информационных радиотехнологий томографического мониторинга ионосферы по сигналам спутниковых систем.

Исходные данные, постановка задачи и методология радиотомографического мониторинга

Исходными данными для трехмерного мониторинга поля концентрации электронов в ионосфере служат измерения параметров сигналов от высокоорбитальных и низкоорбитальных аппаратов, принятых наземными станциями [6], а также данные наземных ионозондов. Интеграция этих разнородных источников обеспечивает высокую плотность трасс, улучшает территориальное покрытие и разрешающую способность мониторинга. Каждая приемная станция регистрирует сигналы от нескольких спутников, формируя широкую зону наблюдений и предоставляя информацию о полном электронном содержании (Total electron content – TEC) вдоль линий спутник-приемник (рис.1).

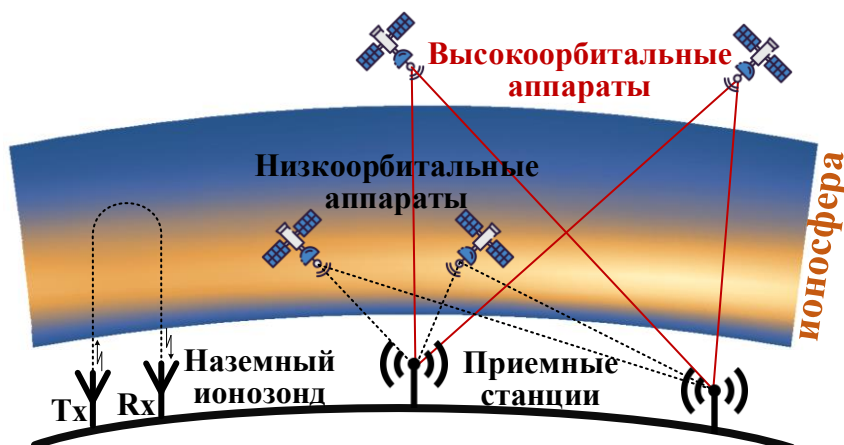


Рис. 1. Принцип радиотомографии ионосферы

Задача исследований заключалась в восстановлении динамического трехмерного распределения концентрации электронов по измерениям TEC. Решение требует использования регуляризационных методов и априорных сведений о среде, а также автоматизации процессов предварительной обработки и реконструкции больших массивов данных.

Программные средства, их верификация и экспериментальные результаты

Обработка данных томографического мониторинга ионосферы программными средствами включала в себя следующие основные этапы [7, 8]: чтение и структурирование данных; предварительная обработка данных; вычисление TEC; трехмерная реконструкция ионосферы; отображение и анализ полученных результатов обработки. Структурная схема радиотомографического мониторинга полей концентрации электронов в ионосфере, реализующая перечисленные этапы, приведена на рис. 2.

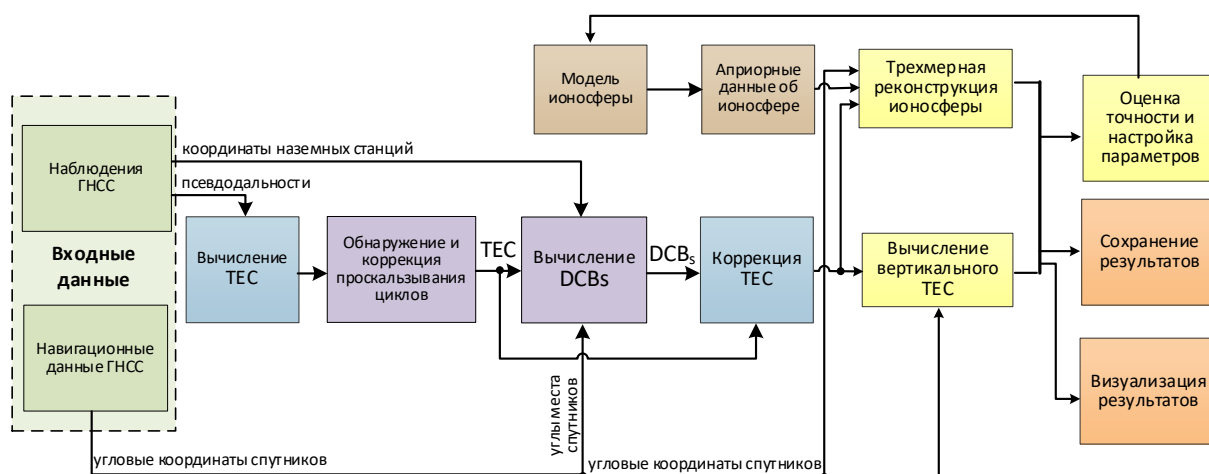


Рис. 2. Структура радиотомографического мониторинга полей концентрации электронов в ионосфере

Вычисление TEC проводилось согласно разработанным алгоритмам и методикам, описанным в [7, 9]. Особенности данных алгоритмов: использование двухчастотных сигналов глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС); комбинация измерений по фазовым и кодовым задержкам; решение задач коррекции проскальзывания цикла навигационного сигнала и определения дифференциальных кодовых задержек радионавигационных сигналов для последующей корректировки значений TEC.

На рис. 3 приведены результаты расчета TEC по данным спутников GPS и двух наземных станций (Брест и Новополоцк) Европейской сети непрерывно функционирующих опорных станций (EUREF Permanent Network, EPN [10]) 11 мая 2024 г., когда магнитосфера Земли пережила сильнейшее возмущение в текущем столетии (Sunspot region AR13664. URL: <https://www.spaceweatherlive.com/en/solar-activity/region/13664.html>). Причиной таких возмущений стала повышенная активность Солнца – корональные выбросы массы 7–9 мая 2024 г. Графики на рис. 3 наглядно демонстрируют суточную динамику изменения TEC во время мощной геомагнитной бури. Особенно заметны резкие колебания значений в дневное время (между 10:00 и 16:00 UTC), что характерно для периодов сильных ионосферных возмущений. Максимальные значения TEC наблюдаются в полуденные часы, что соответствует периоду максимальной солнечной ионизации. Сравнительный анализ данных с множества подобных станций позволяет отследить пространственное распределение возмущений над территорией страны [8, 11].

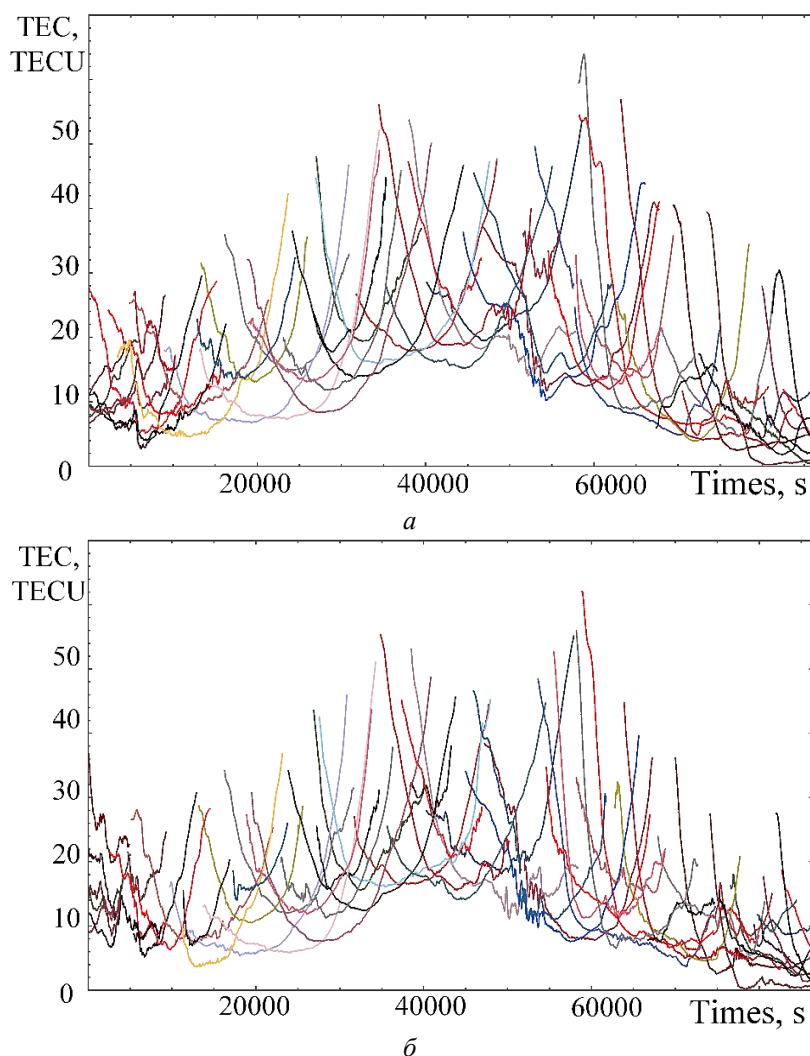
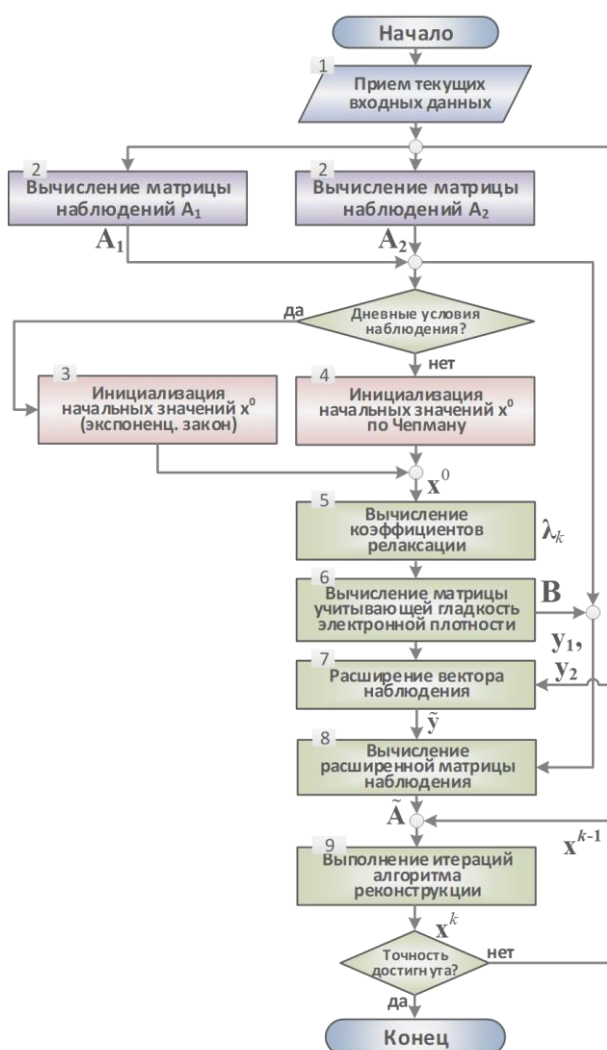
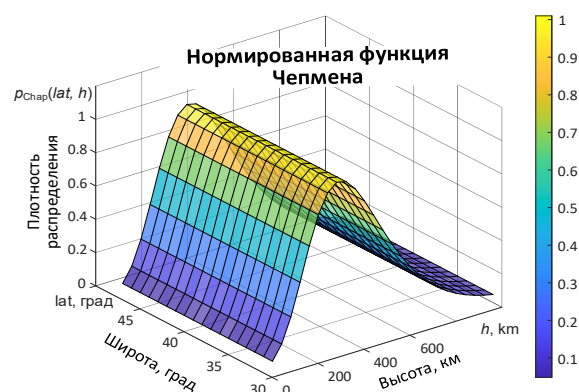


Рис. 3. Результаты расчета полного электронного содержания за 11 мая 2024 г. по данным спутников GPS (различными цветами показаны значения для разных спутников) и наземных станций системы EPN, размещенных в Бресте (а) и Новополоцке (б),

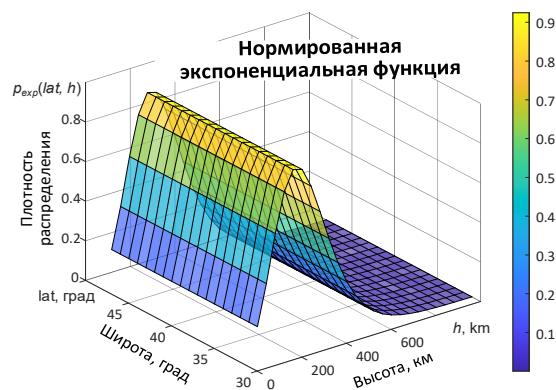
Трехмерная реконструкция ионосферы реализовывались с использованием алгоритмов, описанных в [12–15] и основанных на использовании модифицированного метода Ландвебера (рис.4а), отличающихся установкой параметров релаксации и начальных значений в соответствии с уравнением Чепмена (рис.4б) и экспоненциальным распределением (рис.4в), ограничением на гладкость на основе девятиточечной конечно-разностной аппроксимации оператора Лапласа второго порядка, а также введением весовых коэффициентов, обеспечивающих учет влияния ограничений и начальных значений. Разработанные алгоритмы трехмерной реконструкции ионосферы характеризуются высокой скоростью сходимости и относительно низкой вычислительной сложностью, что позволяет применять их в системах реального времени [13]. В зависимости от входных данных алгоритмы реконструкции имеют следующие модификации [6]: на основе данных GPS; с учетом данных низкоорбитальных космических аппаратов; с учетом данных наземных ионозондов.



а



б



в

Рис. 4. Алгоритм трехмерной реконструкции ионосферы с учетом ее гладкости и априорных сведений:
а – блок-схема; б – функция Чепмена; в – экспоненциальная функция

На рис. 5 приведены примеры работы разработанного алгоритма реконструкции полей концентрации электронов в ионосфере над территорией Европы во время геомагнитной бури 11 мая 2024 г.

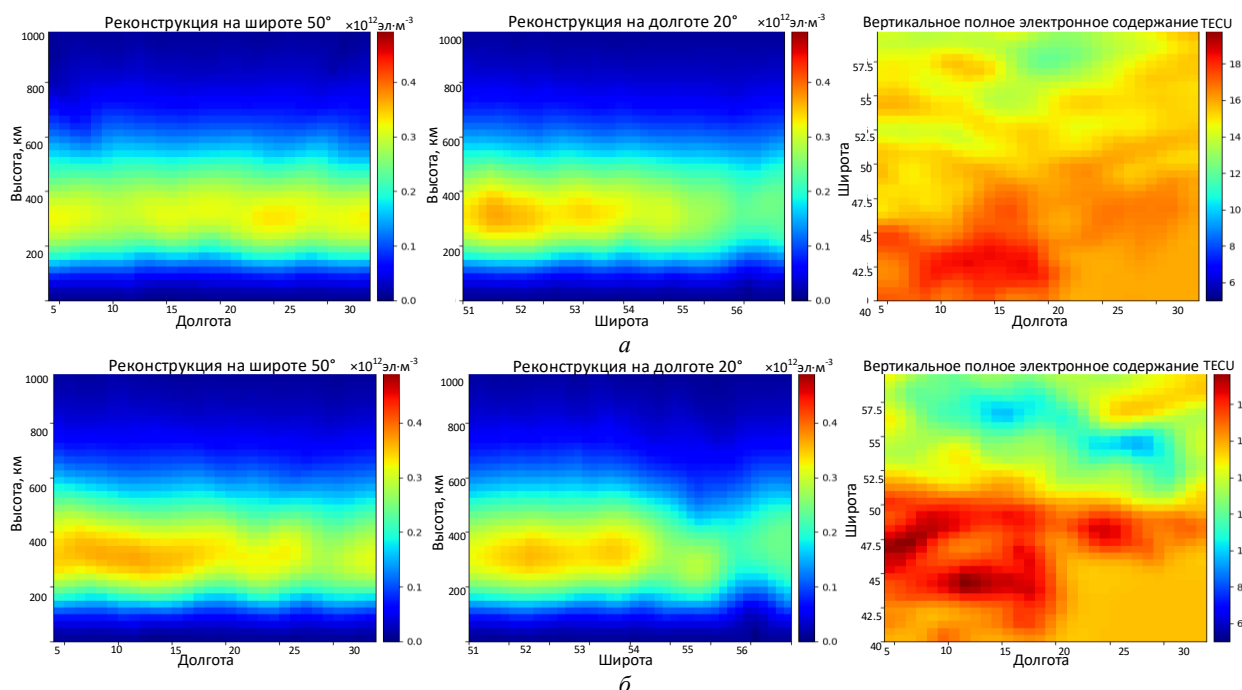


Рис. 5. Пример реконструкции распределения концентрации электронов в различные моменты времени 11 мая 2024 г. по данным спутников GPS и 100 станций EPN над территорией Европы: *а* – 12:00:00; *б* – 16:00:00

Приведенные на рис.5 результаты трехмерной реконструкции получены по результатам расчета ТЕС для 100 наземных станций EPN. Для обеспечения необходимого объема данных шаг дискретизации по времени выбирался равным 15 мин. Общее число трехмерных вокселей, на которые разбивалась ионосфера, равнялось 48 000 (число вокселей по широте, долготе и высоте – 40, 30 и 40 соответственно). Также на рис. 4 показаны примеры сечений реконструируемой области в двух плоскостях (в плоскости с постоянной широтой 50°, в плоскости с постоянной долготой 20°), а также суммарное вертикальное полное электронное содержание, полученное суммированием реконструированного поля по вертикальным столбцам. В реконструированных распределениях хорошо виден характерный максимум электронной концентрации на высотах 300–400 км, что соответствует теоретическим представлениям о структуре ионосферы. Видно, в ионосфере возникают неоднородности – так называемый ионосферный шторм, который наиболее сильно проявляется между 12:00 и 16:00 UTC.

Система анализа и прогнозирования ионосферы и магнитосферы для снижения ионосферных погрешностей радиолокационного измерения координат и параметров движения воздушных и космических объектов

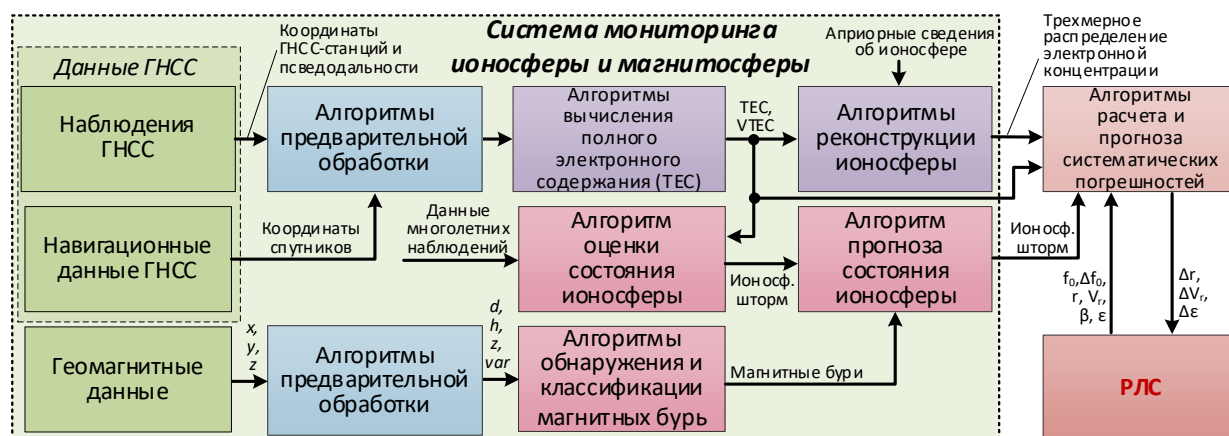


Рис. 6. Система мониторинга ионосферы и магнитосферы для повышения точности РЛС

Ионосфера оказывает значимое влияние на точность радиолокационных измерений, особенно для наземных радиолокационных станций (РЛС), работающих в диапазонах VHF и UHF и предназначенных для обнаружения, сопровождения искусственных спутников, элементов космического мусора, а также мониторинга ближнего и дальнего космоса [16]. Наиболее существенны возникающие систематические погрешности радиолокационных измерений при работе загоризонтных РЛС (10–40 МГц, дальности свыше 1000 км) и радиолокаторов с синтезированной апертурой и широкой полосой сигналов (300 МГц и выше), где требования к учету параметров среды распространения радиоволн особенно высоки [16]. В рамках проводимых исследований была разработана методика, использующая данные системы мониторинга ионосферы и магнитосферы (рис. 6), результаты трехмерной реконструкции электронной концентрации и позволяющая проводить автоматическую коррекцию радиолокационных параметров с учетом пространственно-временных вариаций ионосферы [16, 17]. Методика включает шесть этапов [6]: сбор данных от спутниковой системы точного позиционирования Республики Беларусь или станций EPN и геофизической обсерватории Плещеницы, расчет полного электронного содержания по данным ГНСС с обработкой кодовых и фазовых псевдодальностей, оценку состояния магнитосферы/ионосферы с обнаружением геомагнитных бурь и трехмерной реконструкцией концентрации электронов, вычисление ионосферных погрешностей РЛС, адаптацию параметров работы и автоматизацию учета погрешностей.

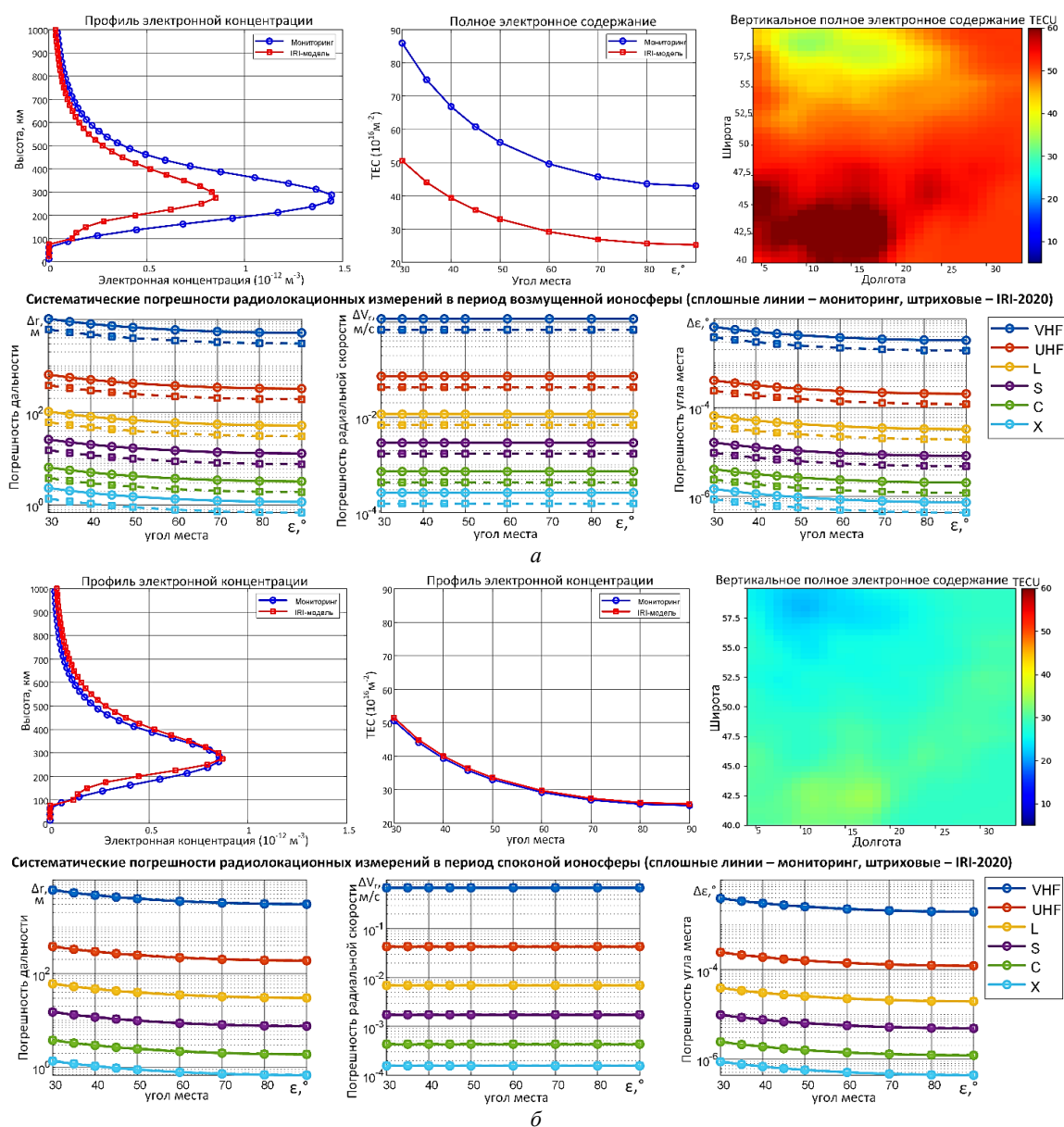


Рис. 7. Данные мониторинга и модели IRI-2020: профили ионосферы и погрешности РЛС для возмущенного (а) и спокойного (б) состояния

Сравнительное исследование для возмущенной (12.09.2024) и спокойной (14.09.2024) ионосферы показало (рис. 7): в условиях повышенной активности данные мониторинга выявляют существенно более высокие значения электронной плотности на высотах 250-350 км по сравнению со справочной моделью ионосферы IRI-2020 [18]; при спокойном состоянии различия между экспериментальными и модельными профилями уменьшаются. Сравнение систематических погрешностей (рис. 4) показало, что при ионосферных возмущениях модель IRI-2020 занижает погрешности дальности в 1,5–2 раза, особенно критично для VHF (до 7–10 км) и UHF (до 1–1,2 км) диапазонов [16]. В высокочастотных диапазонах (S, C, X) погрешности, рассчитанные при помощи модели IRI-2020, существенно снижаются. Максимальные погрешности наблюдаются при малых углах места. Наибольшие различия между данными мониторинга и модельными расчетами в периоды возмущений обосновывают необходимость использования оперативных данных для коррекции радиолокационных измерений [16].

Заключение

В результате проделанной работы в рамках проекта программы Союзного государства «Комплекс-СТ» был создан и успешно апробирован программно-алгоритмический комплекс трехмерного радиотомографического мониторинга ионосферы. Решен ряд технологических и методических задач: обеспечена интеграция данных различных спутниковых и наземных источников, реализованы эффективные алгоритмы реконструкции, автоматизированы этапы обработки и визуализации результатов. Проведенная валидация подтвердила высокую точность, устойчивость и универсальность разработанных технологий, что открывает широкие перспективы их применения для мониторинга ионосферных возмущений и поддержки современных задач спутниковой связи, навигации и прогноза экстремальных геофизических явлений. Сформирована и экспериментально обоснована методика снижения ионосферных систематических погрешностей радиолокационных измерений координат и параметров движения воздушных и космических объектов, основанная на интеграции оперативных данных мониторинга ионосферы и магнитосферы, получаемых по спутниковым и геомагнитным наблюдениям. Разработанные процедуры внесения коррекций в измеряемые параметры дальности, радиальной скорости и угла места обеспечивают динамическую адаптацию радиолокационных систем контроля к текущим и прогнозируемым геофизическим условиям.

Список использованных источников

1. Куницын, В. Е. Радиотомография ионосферы / В. Е. Куницын, Е. Д. Терещенко, Е. С. Андреева. М.: Физматлит, 2007. 693 с.
2. Yasyukevich, Yu. V. Estimating the total electron content absolute value from the GPS/GLONASS data / Yu. V. Yasyukevich, A. A. Mylnikova, A. S. Polyakova // Results in Physics. 2015. Vol. 5. P. 32–33.
3. Способ оценивания полного электронного содержания в ионосфере на основе ретрансляции сигналов глобальной навигационной спутниковой системы GPS / И. В. Белоконов [и др.] // Информатика. 2023. Т. 20. № 2. С. 7–27.
4. Обработка ретранслированных навигационных сигналов глобальной навигационной спутниковой системы GPS в задаче оценивания полного электронного содержания в ионосфере / Е. А. Каплярчук [и др.] // Информатика. 2023. Т. 20. № 3. С. 21–36.
5. Каплярчук, Е. А. Оценивание орбитальных параметров наноспутника при измерении полного электронного содержания в ионосфере на основе ретрансляции навигационных сигналов GPS / Е. А. Каплярчук, С. В. Козлов, А. С. Шапкин // Доклады БГУИР. 2024. Т. 22. № 5. С. 62–70.
6. Артемьев В. М., Наумов А. О., Хмарский П. А. // Девятый Белорусский космический конгресс: материалы конгр. Минск, 21–23 октября 2025 г. Т. 1. С. 54–57.
7. Naumov, A. Methods and software for estimation of total electron content in ionosphere using GNSS observations / A. Naumov, P. Khmarskiy, N. Byshnev, M. Piatrouski // Engineering Applications. 2023. Vol. 2. № 3. P. 243–253.
8. Артемьев, В. М. Верификация программных средств трехмерного радиотомографического мониторинга полей концентрации электронов в ионосфере по данным Европейской сети непрерывно функционирующих опорных станций EPN / В. М. Артемьев, А. О. Наумов, П. А. Хмарский // Вес. Нац. акад. навук Беларусі. Сер. физ.-тэхн. навук. 2025. Т. 70. № 1. С. 79–88.
9. Naumov, A. O. Determination of total electron content in the ionosphere over the territory of the Republic of Belarus based on global navigation satellite systems data / A. O. Naumov, P. A. Khmarskiy, N. I. Byshnev, M. A.

Piatrouski // Proceedings of the National Academy of Sciences of Belarus. Physical-technical series. 2024. Vol. 69. № 1. P. 53–64.

10. EUREF's contribution to national, European and Global Geodetic Infrastructures / J. Ihde [et al.] // Earth on the Edge: Science for a Sustainable Planet: Proceedings of the IAG General Assembly. Melbourne, Australia, June 28–July 2, 2011 / eds.: C. Rizos, P. Willis. Springer, 2014. P. 189–196.

11. Naumov, A. O. Results of studies on processes occurring in the ionosphere and Earth's magnetic field over the territory of the Republic of Belarus for the year 2023 / A. O. Naumov, P. A. Khmarskiy, G. A. Aronov, D. S. Kotov // Nonlinear Phenomena in Complex Systems. 2024. Vol. 27. № 3. P. 225–233.

12. Артемьев, В. М. Алгоритм и методика оптимизации его параметров для трехмерной реконструкции ионосферы / В. М. Артемьев, П. А. Хмарский, А. О. Наумов // Неразрушающий контроль и диагностика. 2024. № 1. С. 42–52.

13. Artemiev, V. M. Algorithm for Three-Dimensional Ionospheric Radio Tomography Based on GNSS Data / V. M. Artemiev, P. A. Khmarskiy, A. O. Naumov // Gyroscopy and Navigation. Springer. 2025. Vol. 16. № 2. P. 183–194.

14. Khmarskiy P. A., Naumov A. O. // ICINS-2024: proc. of the 31st Intern. Conf. on Integrated Navigation Systems. Saint Petersburg, 27–29 May 2024. P. 185–188.

15. Artemiev V. M., Naumov A. O., Khmarskiy P. A. // Foundations & Advances in Nonlinear Science and Advances in Nonlinear Photonics: programme & book of abstracts of the XXII Intern. conf. and VII Intern. Symp. Minsk, 23–27 Sept. 2024 / Belarusian State University; ed.: A. L. Tolstik, G. G. Krylov. P. 18.

16. Артемьев, В. М. Снижение погрешности радиолокационных измерений за счет использования данных мониторинга ионосферы и магнитосферы / В. М. Артемьев, П. А. Хмарский, А. О. Наумов // Доклады БГУИР. 2025. Т. 23. № 4. С. 54–62.

17. Хмарский, П. А., Наумов А. О. // XVIII Всероссийская мультиконференция по проблемам управления (МКПУ–2025): материалы мультиконференции. Тула, 15–20 сентября 2025 г. Т. 3. С. 247–250.

18. International Reference Ionosphere [Electronic resource]. URL: https://ccmc.gsfc.nasa.gov/modelweb/models/iri2016_vitmo.php. Date of access: 07.06.2023.

УДК 004.94:629.783

МОДЕЛИРОВАНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ GPS И ГЛОНАСС СИГНАЛОВ

ЧЖО ХИНН АУНГ, Н.И. ЛИСТОПАД

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: listopad@bsuir.by

Аннотация. В данной работе представлено компьютерное моделирование навигационных сигналов двух глобальных спутниковых систем – GPS (США) и ГЛОНАСС (Россия). Моделирование выполнено в среде **MATLAB**. Рассмотрены основные принципы формирования сигналов: для GPS – технология кодового разделения каналов (CDMA), для ГЛОНАСС – частотного разделения каналов (FDMA). В процессе моделирования в сигнал добавляется аддитивный белый гауссов шум (AWGN) при различных значениях отношения сигнал/шум (SNR). В данной работе использованы значения SNR = –15 дБ для GPS и SNR = –10 дБ для ГЛОНАСС, что соответствует условиям слабого сигнала. Исследовано влияние уровня SNR на корреляционные пики, точность синхронизации (PLL/DLL) и вероятность битовой ошибки (BER). Приведена **сравнительная таблица** влияния SNR на работу GPS и ГЛОНАСС для уровней от –20 дБ до +5 дБ на основе результатов MATLAB-моделирования. Показано, что MATLAB является эффективным инструментом для тестирования алгоритмов приёма без использования реального оборудования.

Abstract. This paper presents the computer modeling of navigation signals for two global satellite systems: GPS (USA) and GLONASS (Russia). The simulation was executed in the MATLAB environment. The fundamental principles of signal generation are examined: code-division multiple access (CDMA) technology for GPS and frequency-division multiple access (FDMA) technology for GLONASS. During the simulation process, additive white Gaussian noise (AWGN) is added to the signal at various signal-to-noise ratio (SNR) values. In this work, SNR values of –15 dB for GPS and –10 dB for GLONASS are applied, which corresponds to weak signal conditions. The impact of the SNR level on correlation peaks, tracking accuracy (PLL/DLL), and bit error rate (BER) is investigated. A comparative table illustrating the effect of SNR on GPS and GLONASS performance for levels ranging from –20 dB to +5 dB is provided based on the MATLAB simulation results. It is demonstrated that MATLAB is an effective tool for testing receiver algorithms without the use of real equipment.

Введение

Современные глобальные навигационные спутниковые системы (GNSS), такие как американская система GPS и российская ГЛОНАСС, играют ключевую роль в определении местоположения, навигации и синхронизации времени по всему миру. Спутники этих систем непрерывно передают на Землю радиосигналы в диапазоне L (1–2 ГГц). Эти сигналы содержат кодовую информацию (позволяющую идентифицировать спутник) и навигационное сообщение (содержащее эфемериды, альманахи и другие данные).

Однако разработка и тестирование реальных GNSS-приёмников требуют значительных финансовых и временных затрат, а также специального оборудования. Именно поэтому **компьютерное моделирование** становится незаменимым инструментом на этапе исследований и разработок. Моделирование позволяет:

- воспроизвести структуру сигнала любого спутника;
- имитировать различные виды модуляции (BPSK, BOC и др.);
- добавлять шумы и помехи, характерные для реальных условий приёма;
- исследовать работу алгоритмов синхронизации (PLL, DLL);
- анализировать помехоустойчивость при различных уровнях SNR.

В данной работе моделирование выполняется в среде **MATLAB**, которая предоставляет богатый набор функций для генерации псевдослучайных кодов, модуляции, фильтрации и статистического анализа.

Методология моделирования в MATLAB

Общая схема моделирования

Моделирование каждого сигнала (GPS или ГЛОНАСС) в MATLAB включает следующие этапы:

1. Генерация кода (C/A-код для GPS, ST/VT-код для ГЛОНАСС).

2. Формирование навигационного сообщения (битовая последовательность).
3. BPSK-модуляция (биты кода модулируют несущую частоту).
4. Добавление аддитивного белого гауссова шума (AWGN) с заданным SNR.
5. Корреляционная обработка (поиск задержки кода и доплеровского сдвига).
6. Оценка BER (вероятности битовой ошибки).

Таблица 1. Параметры моделирования

Параметр	Значение
Среда моделирования	MATLAB R2021a / R2023a
Частота дискретизации	10 МГц
Длительность кода	1 мс
Количество чипов C/A-кода (GPS)	1023
Тип модуляции	BPSK
Модель шума	AWGN
Диапазон исследованных SNR	от -20 дБ до +5 дБ
SNR для GPS (слабый сигнал)	-15 дБ
SNR для ГЛОНАСС	-10 дБ
Количество отсчётов для BER	10^6 бит

Эти параметры выбраны так, чтобы моделирование было максимально приближено к реальным условиям работы GNSS-приёмников.

Моделирование сигнала GPS (технология CDMA) в MATLAB

Система GPS использует **кодовое разделение каналов (CDMA – Code Division Multiple Access)**. Это означает, что все спутники передают сигналы на одной и той же несущей частоте ($L1 = 1575,42$ МГц), но каждый спутник имеет свой уникальный **псевдослучайный код (PRN)**. Благодаря этому приёмник может различить сигналы разных спутников.

Реализация в MATLAB

В MATLAB моделирование GPS-сигнала выполняется следующим образом:

1. Генерация C/A-кода с помощью линейных регистров сдвига.
2. Формирование навигационного сообщения (50 бит/с).
3. BPSK-модуляция: несущая частота умножается на код.
4. Добавление AWGN с $\text{SNR} = -15$ дБ.
5. Вычисление корреляционной функции между принятым и локально сгенерированным кодом.

Результаты

При $\text{SNR} = -15$ дБ (очень слабый сигнал) корреляционный пик оказывается едва различимым на фоне шума. Это приводит к:

- частым ошибкам синхронизации;
- высокому значению BER (около 10^{-1});
- нестабильной работе PLL и DLL.

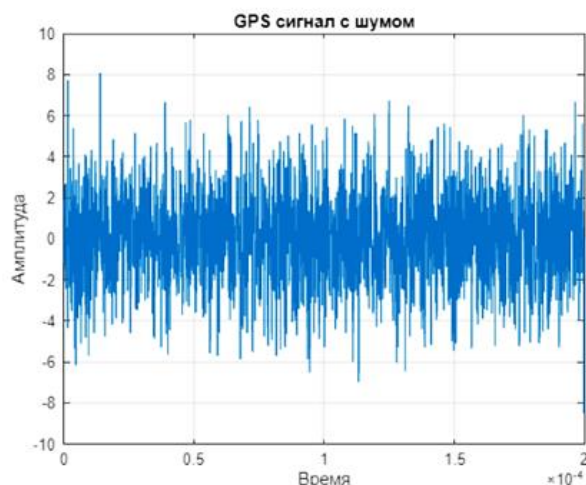


Рис.1. Результат моделирования GPS-сигнала в MATLAB (CDMA, SNR = -15 дБ)

При повышении SNR до 0 дБ и выше корреляционный пик становится ярко выраженным, BER снижается до 10^{-4} и ниже.

Моделирование сигнала ГЛОНАСС (технология FDMA) в MATLAB

В отличие от GPS, российская система ГЛОНАСС использует **частотное разделение каналов (FDMA – Frequency Division Multiple Access)**. Каждый спутник ГЛОНАСС передаёт сигнал на **своей собственной несущей частоте**. Частоты разных спутников сдвинуты относительно друг друга на 0,5625 МГц. Основной диапазон – L1 (около 1602 МГц).

Реализация в MATLAB

Моделирование сигнала ГЛОНАСС в MATLAB включает:

1. Выбор частотного канала k (номера спутника).
2. Генерацию кода ST или VT.
3. BPSK-модуляцию на выбранной частоте.
4. Добавление AWGN (в работе использовано SNR = -10 дБ).
5. Анализ частотной синхронизации и межканальных помех.

Результаты

При SNR = -10 дБ сигнал ГЛОНАСС демонстрирует умеренную помехоустойчивость. Корреляционный пик заметен, но возможны сбои слежения за частотой. FDMA более чувствительна к частотным ошибкам, чем CDMA, однако при SNR ≥ 0 дБ система работает стабильно.

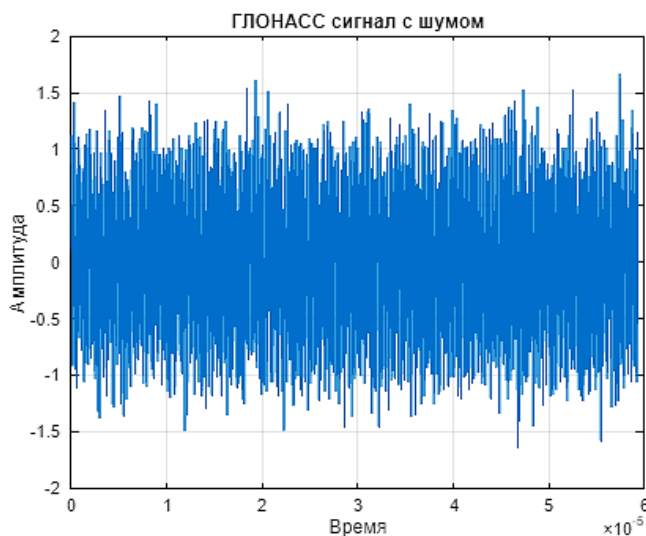


Рис.2. Результат моделирования ГЛОНАСС-сигнала в MATLAB (FDMA, SNR = -10 дБ)

Отношение сигнал/шум (SNR) и качество приёма

SNR (Signal-to-Noise Ratio) – это отношение мощности полезного сигнала к мощности шума. Это один из самых важных параметров, определяющих качество работы GNSS-приёмника.

- **Высокий SNR** (например, +5 дБ и выше): сигнал чистый, корреляционный пик высокий и узкий, PLL и DLL работают стабильно, BER очень низкий ($<10^{-5}$).

- **Низкий SNR** (например, –15 дБ и ниже): сигнал почти скрыт шумом, корреляционный пик слабо различим, частоты срывы PLL, BER высокий ($10^{-1} – 10^{-2}$).

На рисунке 3 показано, как меняется форма корреляционного пика в MATLAB при различных уровнях SNR.

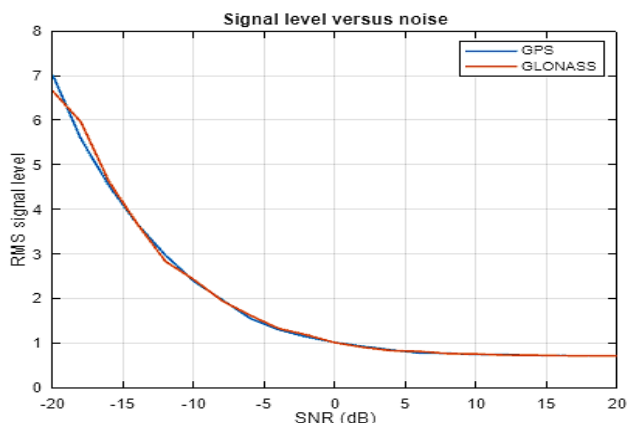


Рис.3. Зависимость корреляционного пика от SNR (результаты MATLAB)

В таблице ниже обобщены результаты моделирования для обеих систем. Данные получены в MATLAB при частоте дискретизации 10 МГц и длительности кода 1 мс.

Таблица 2. Сравнительная таблица влияния SNR на GPS и ГЛОНАСС (на основе MATLAB-моделирования)

Уровень SNR	GPS (CDMA) – результаты MATLAB	ГЛОНАСС (FDMA) – результаты MATLAB
–20 дБ	Корреляционный пик не обнаруживается. Синхронизация невозможна. BER ~ 0,5.	Частотный сдвиг не определяется. Сигнал полностью скрыт шумом.
–15 дБ	Пик едва различим. BER ~ 10^{-1} . PLL/DLL работают с частыми срывами.	Пик слабый. Частотная синхронизация крайне нестабильна.
–10 дБ	Пик начинает проявляться. BER ~ 10^{-2} . PLL/DLL работают с ошибками.	Пик заметен, но возможны сбои слежения. FDMA показывает умеренную помехоустойчивость.
0 дБ	Хорошо выраженный пик. BER ~ 10^{-4} . Устойчивая работа PLL/DLL.	Хорошая частотная синхронизация. Ошибки демодуляции низкие.
+5 дБ	Чёткий высокий пик. BER < 10^{-5} . Надёжный приём навигационных данных.	Стабильный приём. Межканальные помехи незначительны.

Анализ таблицы:

- При $\text{SNR} = -20$ дБ обе системы полностью неработоспособны.
- В диапазоне от -15 дБ до -10 дБ GPS и ГЛОНАСС показывают сопоставимую, но ограниченную помехоустойчивость. FDMA несколько более чувствительна к частотным ошибкам.
- При $\text{SNR} \geq 0$ дБ обе системы обеспечивают надёжную навигацию.

Практическая значимость моделирования в MATLAB

Моделирование GNSS-сигналов в MATLAB имеет следующие практические преимущества:

- 1. Быстрое прототипирование** – можно за несколько минут проверить новую идею без разработки аппаратуры.
 - 2. Гибкость** – легко менять параметры (частоту дискретизации, тип кода, уровень шума, доплеровский сдвиг).
 - 3. Визуализация** – MATLAB позволяет строить графики корреляционных функций, спектров, BER и т.д.
 - 4. Экономия ресурсов** – моделирование намного дешевле полевых испытаний с реальными GNSS-приёмниками.
 - 5. Воспроизводимость** – результаты легко повторить и проверить.
- Разработчики GNSS-приёмников используют MATLAB для:
- оптимизации корреляторов;
 - настройки фильтров;
 - тестирования алгоритмов слежения (PLL/DLL);
 - анализа помехоустойчивости.

Заключение

В данной работе было выполнено компьютерное моделирование навигационных сигналов GPS и ГЛОНАСС в среде MATLAB. Основные выводы:

1. GPS использует CDMA (кодовое разделение), а ГЛОНАСС – FDMA (частотное разделение). Это определяет разные подходы к моделированию.
2. Уровень SNR является ключевым фактором, влияющим на корреляционный пик, BER и устойчивость PLL/DLL.
3. При $\text{SNR} = -15$ дБ (для GPS) и $\text{SNR} = -10$ дБ (для ГЛОНАСС) обе системы работают на пределе своих возможностей.
4. Представленная сравнительная таблица наглядно показывает, что при $\text{SNR} \geq 0$ дБ обе системы обеспечивают надёжный приём.
5. MATLAB является мощным и удобным инструментом для исследования GNSS-алгоритмов, позволяя тестировать их без реального оборудования.

Результаты моделирования могут быть использованы при разработке и оптимизации реальных GNSS-приёмников, особенно для работы в условиях слабого сигнала (внутри помещений, в плотной городской застройке, под кронами деревьев).

Список использованных источников

1. Kaplan, E. D., & Hegarty, C. J. (2017). Understanding GPS/GNSS: Principles and Applications. 3rd ed. Artech House.
2. GLONASS Interface Control Document (ICD) – Russian Institute of Space Device Engineering.
3. MATLAB Documentation: GNSS Toolbox / Communications Toolbox (MathWorks, 2023).
4. Misra, P., & Enge, P. (2011). Global Positioning System: Signals, Measurements, and Performance. 2nd ed. Ganga-Jamuna Press.

Научное издание

ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ

МАТЕРИАЛЫ
МЕЖДУНАРОДНОЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ

(Республика Беларусь, Минск, 9–10 июня 2026 года)

В авторской редакции
Ответственный за выпуск *Н. И. Листопад*

Подписано в печать 25.06.2026. Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Цифровая печать. Усл. печ. л. 38,83. Уч.-изд. л. 41,5. Тираж 30 экз. Заказ 108.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».
Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,
распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,
№2/113 от 07.04.2014, №3/615 от 07.04.2014.
Ул. П. Бровки, 6, 220013, г. Минск