



ИРКУТСКИЙ ПОЛИТЕХ

НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

Современные проблемы радиоэлектроники и связи

Материалы XVIII Всероссийской
научно-практической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых

(г. Иркутск, 15 мая 2026 г.)



Иркутск
2026





**ИРКУТСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ**

приоритет

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И СВЯЗИ

Материалы XVIII Всероссийской
научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
(с международным участием)

(г. Иркутск, 15 мая 2026 г.)



ИЗДАТЕЛЬСТВО
Иркутского национального исследовательского технического
университета
2026



УДК 621.396, 654.16

Рекомендовано к изданию редакционно-издательским советом ИРНИТУ

Современные проблемы радиоэлектроники и связи : материалы XVIII Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых (с междунар. участием) (г. Иркутск, 15 мая 2026 г.). – Иркутск : Изд-во ИРНИТУ, 2026. – 312 с.

Представлены доклады, посвященные современным проблемам радиотехники, радиоэлектроники и связи.

Рассмотрены вопросы проектирования, эксплуатации и диагностики систем передачи информации различного назначения, вопросы применения радиоэлектронных устройств для решения научных и практических задач.

Программный комитет и редколлегия сборника:

Ишин А.Б. – к.ф.-м.н., ИРНИТУ, г. Иркутск, ответственный редактор;
Строкин Н.А. – д.ф.-м.н., профессор, ИРНИТУ, г. Иркутск, научный редактор;
Фискин Е.М. – к.ф.-м.н., ИРНИТУ, г. Иркутск;
Гаврилюк А.А. – д.ф.-м.н., профессор, ИГУ, г. Иркутск;
Афанасьев Н.Т. – д.ф.-м.н., профессор, ИГУ, г. Иркутск;
Климов Н.Н. – д.ф.-м.н., профессор, ИрГУПС, г. Иркутск;
Чупров С.В. – д.э.н., профессор, БГУ, г. Иркутск;
Гончаров В.Д. – д.т.н., профессор, СПбГЭТУ «ЛЭТИ», г. Санкт-Петербург;
Блинов Ю.И. – д.т.н., профессор, СПбГЭТУ «ЛЭТИ», г. Санкт-Петербург;
Благодарный Н.С., к.ф.-м.н., профессор, СПбГУПТД, г. Санкт-Петербург;
Перевалова Н.П., д.ф.-м.н., ИСЗФ СО РАН, г. Иркутск;
Башкуев Ю.Б., д.ф.-м.н., профессор, ИФМ СО РАН, г. Улан-Удэ;
Эльхутов С.Н., к.т.н., доцент, АнгТУ, г. Ангарск;
Ченский А.Г., к.ф.-м.н., доцент, ИРНИТУ, г. Иркутск;
Гурулев А.А., к.ф.-м.н., доцент, ИПРЭК СО РАН, г. Чита;
Насыров И.А., к.ф.-м.н., доцент, КФУ, г. Казань;
Бардаков В.М., д.ф.-м.н., профессор, ИрГУПС, г. Иркутск;
Попов Г.В., д.ф.-м.н., профессор, ИрГУПС, г. Иркутск;
Petrov Pavel, professor, National Institute of Pure and Applied mathematics,
Rio de Janeiro, Brazil;
Gholamreza Jafari, PhD, Professor, Shahid Beheshti University, Tehran, Iran;
Dashdorj Zolzaya – PhD, Associate Professor, Mongolian University of Science and
Technology, Ulaanbaatar, Mongolia;
Kotova Daria Sergeevna – Ph.D., Researcher, Department of Physics,
University of Oslo, Oslo, Norway.

*Печатается с файлов, предоставленных авторами.
Редакционная коллегия сборника оставляет авторам право
на свой стиль изложения рассматриваемых проблем.*

Оглавление

1. Казаков Г.А., Козиенко Л.В. Автоматизация расчетов параметров радиорелейных линий связи миллиметрового диапазона 70–80 ГГц	7
2. Котов Д.В., Продан П.Е., Колесник С.Н., Книжнин С.И. Измерение точности синхронизации программно-определяемой радиосистемы NaskRF One в составе двухчастотного когерентного приемника сигналов низкоорбитальных спутников	15
3. Новоселова А.А., Ишин А.Б., Полетаев А.С. Разработка модернизированной архитектуры приёмника СДВ-ДВ радиоволн для регистрации атмосфериков и вистлеров	22
4. Грудинин С.С., Полетаев А.С., Фискин Е.М. Применение методов машинного обучения для автоматического детектирования СДВ-событий	28
5. Милостивая М.В., Полетаев А.С., Ишин А.Б. Веб-система мониторинга СДВ-сигналов: от традиционных проблем к современному решению	35
6. Белянинов М.О., Едемский И.К. Анализ эффектов грозовых разрядов в параметрах верхней атмосферы по спутниковым данным	41
7. Шерешков А.А., Подлесный А.В., Цедрик М.В. Оценка скорости изменения критической частоты F2 слоя по данным ЛЧМ-ионозонда в п. Торы (р. Бурятия) в январе 2024 года	49
8. Коранов Д.С., Цедрик М.В., Подлесный А.В. Проектирование умножителя частоты для ЛЧМ-приёмника	55
9. Со Ч.Х., Полетаев А.С. Детектирование параметров радиосигналов системы РСДН-20 по данным измерений в г. Иркутске	63
10. Тещук М.А. Параметры волновых возмущений в верхней атмосфере Земли, полученные методом Фурье-анализа	69
11. Ковалёв Р.В., Подлесный А.В. Оценка зависимости точности алгоритма Фурье преобразования от его порядка и реализации	74
12. Чепайтите В.С. Оптимизация процедуры проверки работоспособности передатчика голосовой УКВ-связи путем внедрения частичной автоматизации измерительных процессов	82

13. <i>Доорбек кызы Б., Зоркальцева О.С.</i> Разработка специализированного архива для эффективного хранения и обработки данных модели WACSM	89
14. <i>Свешников Д.А., Ченский А.Г., Ченский Д.А.</i> Экспериментальная оценка метрологических характеристик 24-битного АЦП ADS1256 в составе готового модуля	94
15. <i>Козлов А.К., Казанцев В.А.</i> Особенности теплового излучения холодных туманов	102
16. <i>Гунтинович Н.В., Ким В.О., Попов А.Д., Просвирякова Л.В.</i> Программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС/FPGA) и их применение в системах радиосвязи	107
17. <i>Васьковский М.В., Петров Ю.В.</i> Сравнение вариантов кодирования уровней яркости 8-битных изображений с различными распределениями на величину искажений при одиночных битовых ошибках	114
18. <i>Лунёнок С.В., Дёмин А.П.</i> Модернизация магистрального канала связи на угольном разрезе Мугунский в Иркутской области с использованием оборудования частотного диапазона 11 ГГц	119
19. <i>Колесник М.Е., Ишин А.Б.</i> Разработка устройства для защиты частных разговоров методом генерации акустических маскирующих помех	127
20. <i>Шаруненко И.П.</i> Электронная нагрузка для тестирования источников питания	133
21. <i>Бунеев И.А., Ишин А.Б.</i> Усовершенствование панели управления для изделия 9П138	138
22. <i>Беляцкий А.В., Конопелько Д.В., Николаев А.А.</i> Система измерения уровня открытых водоемов	143
23. <i>Кузьменков М.А.</i> Некоторые особенности организации радиоэлектронной борьбы в современных условиях	151
24. <i>Кабдолданов А.Е.</i> Разработка системы мониторинга микроклимата в промышленном помещении с передачей данных по цифровому радиоканалу (LoRa)	158
25. <i>Назаркин А.В., Ишин А.Б.</i> Разработка системы акустической пеленгации БПЛА	166
26. <i>Штельмах Н.Н.</i> Анализ эффективности алгоритмов восстановления работоспособности бытовой электроники при нестабильности питающего напряжения	174

27. <i>Тубчинов А.В., Ченский А.Г.</i> Разработка и исследование системы управления микроклиматом жилого помещения на базе беспроводной сети ZigBee	180
28. <i>Сёмочкин И.Н., Ишин А.Б.</i> Разработка программной платформы для локального управления трёхосевым оборудованием	188
29. <i>Макаров А.П., Сиднев Е.А., Фискин Е.М.</i> Разработка бортового электронного устройства контроля динамического взаимодействия подвижного состава с тоннельной инфраструктурой и состояния воздушной среды	192
30. <i>Слепченко А.В., Ишин А.Б.</i> Разработка и оптимизация автомобильной аудиосистемы с учётом эргономики и безопасности.	198
31. <i>Воронов К.С., Ишин А.Б.</i> Реакция ионосферы на солнечные затмения в Северной Америке по данным сети наземных приемников глобальных навигационных спутниковых систем	204
32. <i>Агеев Р.В., Ишин А.Б.</i> Азимутальная анизотропия ионосферных откликов на среднеширотные землетрясения по данным японской и новозеландской сетей станций ГНСС	212
33. <i>Ригин А.В., Строкин Н.А.</i> Электростатические колебания ионного и разрядного токов в плазме холловского ускорителя	220
34. <i>Сирина А.О.</i> Анализ спектральных энергетических характеристик электростатических колебаний в плазме технологического ускорителя ионов	229
35. <i>Суханова С.С., Маринов А.А.</i> Иерархические гиперсети как инструмент моделирования устойчивости объектов критической информационной инфраструктуры	234
36. <i>Зорин Н.В., Нечаева А.В., Хуттунен В.П., Эльхутов С.Н.</i> Современные проблемы технической диагностики промышленного оборудования	241
37. <i>Шестернина С.Е.</i> Разработка автоматического сортировщика крышек для линии переработки с системой технического зрения	249
38. <i>Жамсоев Ц.Д., Донской И.Г.</i> Математическое моделирование тепловых режимов и плавления теплонагруженных элементов радиоэлектронных устройств с учетом размерных эффектов	255

39. <i>Джунушев А.А. Згоржельский Г.А. Кузьмина А.С.</i> Ферромагнитные тонкие плёнки оксида цинка, легированные литием и кобальтом, для перспективных систем хранения и передачи информации	261
40. <i>Шалин Р.З.</i> Математическое моделирование химических равновесий с помощью открытых термодинамических данных для оптимизации газофазного синтеза частиц и плёнок	266
41. <i>Иванов Н.А., Шабалин А.А., Кузнецова Е.С., Арзамасцев Б.В., Четин Ю.В.</i> Исследование графеновых квантовых точек, синтезированных методом лазерной абляции графита в органических растворителях	272
42. <i>Князев Н.Л., Московских А.Э., Анциферов Р.А., Дмитриев А.А.</i> Сравнительный анализ эксплуатационных характеристик планарных оптических разветвителей для сетей широкополосного доступа	276
43. <i>Кантышев Д.П., Майоров Г.Е., Просвирякова Л.В.</i> Проблемы импортозамещения сетевого оборудования в Российской Федерации	282
44. <i>Чихачев Н.А., Дмитриев А.А.</i> Проектирование и анализ схемы подключения оборудования для лабораторного стенда домофонии многоквартирного дома	290
45. <i>Каткова А.А.</i> Проектирование распределительной сети GPON в рабочем посёлке Маркова	294
46. <i>Томашевский И.Г., Дмитриев А.А., Леонова Н.В.</i> Анализ современного состояния и проблем эксплуатации ВОЛС в условиях гололедообразования	300
47. <i>Трусков О.В., Дмитриев А.А.</i> Проектирование локальной мультисервисной сети в стоматологической клинике города Иркутск	307

Автоматизация расчётов параметров радиорелейных линий связи миллиметрового диапазона 70–80 ГГц

Казаков Г.А., Козиенко Л.В.

Иркутский государственный университет путей сообщения, Иркутск, Россия
jorakazakov2000@mail.ru, leo.kozienko@gmail.com

Высокоскоростные радиорелейные линии миллиметрового диапазона применяются для организации каналов связи между базовыми станциями 4G/5G и опорной сетью, резервирования волоконно-оптических магистралей и др. При проектировании радиорелейных линий связи широко применяются специализированные программные средства, позволяющие автоматизировать расчёты параметров трасс, зон Френеля и оценку условий распространения радиоволн. Разработанное программное обеспечение RRL Planner позволяет существенно сократить время предварительного проектирования радиорелейной сети, определить возможность организации радиосвязи между выбранными точками и выполнить первичную оценку параметров радиорелейного тракта без применения специализированного дорогостоящего программного обеспечения.

Введение

Радиорелейные линии связи (РРЛ) представляют собой один из наиболее распространённых и надёжных видов наземной радиосвязи, предназначенный для передачи больших объёмов информации на значительные расстояния между стационарными объектами. Они работают по принципу прямой видимости (Line-of-Sight, LOS) и состоят из последовательно расположенных приёмо-передающих станций, оснащённых направленными антеннами. Основные области применения РРЛ включают организацию магистральных и зоновых каналов связи, backhaul-соединений базовых станций мобильной связи, передачу телевизионного и радиовещательного сигнала, а также обеспечение связи в труднодоступных районах, где прокладка волоконно-оптических линий экономически или технически нецелесообразна.

На сегодняшний день радиорелейные системы эксплуатируются в широком диапазоне частот – от нескольких гигагерц до десятков гигагерц. Традиционные диапазоны (6, 11, 18, 23, 28 и 38 ГГц) обеспечивают хорошую дальность связи и устойчивость к атмосферным явлениям, однако обладают ограниченной шириной полосы пропускания, что сдерживает достижение гигабитных скоростей передачи данных. С ростом потребности в высокоскоростном трафике, вызванным развитием сетей 5G Advanced и подготовкой к 6G, всё большее внимание уделяется освоению миллиметрового диапазона волн, в частности диапазона E-band (71–76 ГГц и 81–86 ГГц) [1].

Преимущества миллиметрового диапазона E-band делают его одним из наиболее перспективных для современных высокопроизводительных радиорелейных систем. Суммарная доступная полоса пропускания в двух

поддиапазонах достигает 10 ГГц (до 5 ГГц в каждом), что в десятки раз превышает возможности традиционных микроволновых диапазонов. Такая широкая полоса позволяет обеспечивать пропускную способность до 10 Гбит/с и более на одном радиоканале при использовании современных методов модуляции.

Важным преимуществом является упрощённый (уведомительный) порядок получения разрешений на использование частот в большинстве стран, включая Россию, что существенно ускоряет и удешевляет развёртывание сетей по сравнению с традиционными лицензируемыми диапазонами [2]. Благодаря высокой направленности антенн в миллиметровом диапазоне достигается отличная пространственная избирательность, что приводит к минимальным взаимным помехам между соседними линиями связи. Это позволяет размещать большое количество РРЛ в пределах одной территории с высокой плотностью без риска интерференции.

Вместе с тем применение РРЛ в диапазоне E-band сопряжено с рядом существенных ограничений. Прежде всего, это повышенное затухание сигнала в атмосфере, особенно при осадках (дождь, мокрый снег), тумане и высокой влажности. Хотя в «окне прозрачности» атмосферы между 70 и 100 ГГц затухание относительно невелико (около 0,5 дБ/км), осадки могут существенно снижать дальность надёжной связи [3].

Другим важным требованием является наличие прямой видимости между антеннами и полное отсутствие препятствий в зоне Френеля. Наличие даже небольших объектов в первой зоне Френеля вызывает значительное затухание сигнала. В связи с малой длиной волны (около 4 мм) требования к точности установки и юстировки антенн крайне высоки – отклонения на доли градуса могут привести к существенному ухудшению качества связи. Эти особенности делают процесс проектирования и монтажа РРЛ в диапазоне E-band достаточно трудоёмким и требующим соответствующей точности расчётов.

Таким образом, несмотря на очевидные преимущества в пропускной способности, эффективное использование диапазона 70–80 ГГц возможно только при условии точного расчёта параметров линий и оптимизации размещения станций [4].

Цель и задачи автоматизации расчетов

При проектировании систем РРЛ широко используются специализированные программные средства, позволяющие выполнять расстановку базовых станций, расчёт зон Френеля, определение параметров радиотрасс и т.д. Большинство подобных инструментов являются коммерческим программным обеспечением (ПО), зачастую зарубежным, что затрудняет их использование в учебных заведениях при выполнении курсового и дипломного проектирования студентами соответствующих

специальностей. Доступные же в сети программные средства и сервисы (такие как, например, Linktest), как правило, выполняют расчёты в частотном диапазоне Wi-Fi 2,4 и 5 ГГц, либо имеют ряд ограничений.

Таким образом, целью работы является создание программного средства для определения оптимальных мест установки базовых станций радиорелейных линий связи диапазона 70–80 ГГц, обеспечивающего автоматизацию расчёта основных параметров радиотрассы и как результат, минимизацию ручного труда инженера-проектировщика [5].

В ходе разработки ПО были определены следующие задачи:

Реализация алгоритма автоматического расчёта зон Френеля с учётом рабочей частоты в диапазоне E-band 70–80 ГГц. Определение радиусов зон Френеля на каждой точке профиля трассы, поскольку в миллиметровом диапазоне даже незначительное перекрытие зоны Френеля приводит к существенным потерям сигнала.

Автоматизированное построение профиля радиотрассы на основе цифровых моделей рельефа местности (DEM). Программа должна обеспечивать импорт данных из различных источников (SRTM, ASTER GDEM, местных топографических моделей и др.), интерполяцию высот и учёт искусственных препятствий (здания, сооружения, растительность).

Комплексная оценка параметров радиорелейной линии, включающая:

- расчёт общего затухания в свободном пространстве;
- оценку атмосферного затухания (газовое, дождевое, в тумане);
- проверку условий прямой видимости (LOS) и процента перекрытия зон Френеля.

Визуализация и аналитическая обработка результатов. Разработка удобного интерфейса для отображения продольного профиля трассы с нанесением зон Френеля, цветовой индикацией областей перекрытия, а также визуализация процесса размещения базовых станций.

Разработка RRL Planner

Разработанное программное обеспечение RRL Planner предназначено для предварительного проектирования радиорелейных линий связи в условиях сложного рельефа местности. Основной задачей программы является определение возможности организации радиорелейного интервала (пролёта) между двумя точками с учётом профиля трассы, зоны Френеля и уровня принимаемого сигнала. Программное обеспечение RRL Planner ориентировано на применение при проектировании радиорелейных сетей передачи данных в диапазоне частот 70–80 ГГц, но может быть использовано для расчёта РРЛ других диапазонов.

Программа реализована на языке Python с использованием библиотеки PyQt5 для создания графического интерфейса пользователя. Для отображения картографической информации используется JavaScript-

библиотека Leaflet, встроенная в приложение через компонент QWebEngineView. Взаимодействие между Python и JavaScript реализовано с использованием технологии Qt WebChannel.

Получение информации о рельефе местности осуществляется с использованием библиотеки SRTM, обеспечивающей доступ к цифровым моделям высот местности. В процессе работы пользователь задаёт координаты начальной и конечной точек радиорелейного интервала, после чего программа автоматически формирует профиль трассы между выбранными точками.

Расчёт профиля трассы выполняется путём дискретизации линии связи на набор промежуточных точек. Для каждой точки определяется высота рельефа относительно уровня моря. Далее строится линия прямой видимости LOS между передающей и приёмной антеннами с учётом высоты установки антенн базовых станций.

Для оценки возможности организации радиосвязи на заданном интервале производится расчёт первой зоны Френеля. Радиус зоны Френеля определяется по выражению:

$$F = \sqrt{\frac{\lambda \cdot d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2}} \quad (1)$$

где F – радиус первой зоны Френеля, λ – длина волны, d_1 и d_2 – расстояние от рассматриваемой точки до передающей и приёмной станции соответственно.

В программе выполняется проверка условия очистки не менее 60% первой зоны Френеля. При наличии препятствий внутри зоны Френеля интервал считается непригодным для организации устойчивой радиосвязи.

Дополнительно производится расчёт потерь сигнала в свободном пространстве по формуле:

$$K = 32,44 + 20 \log_{10}(f) + 20 \log_{10}(d) \quad (2)$$

где K – потери в свободном пространстве, f – рабочая частота сигнала (МГц), d – расстояние между станциями (км).

На основании рассчитанных потерь выполняется вычисление уровня сигнала на входе приёмника. Расчёт энергетического бюджета линии связи производится по выражению:

$$P_{rx} = P_{tx} + G_{tx} + G_{rx} - K - L_{\text{атм}} - L_{\text{дождь}} \quad (3)$$

где P_{rx} – уровень сигнала на входе приёмника, P_{tx} – мощность передатчика, G_{tx} – коэффициент усиления передающей антенны, G_{rx} – коэффициент

усиления приёмной антенны, K – потери сигнала в свободном пространстве, $L_{\text{атм}}$ – атмосферные потери, вызванные кислородным поглощением, $L_{\text{дождь}}$ – дополнительные потери сигнала в условиях атмосферных осадков.

При расстановке базовых станций в интерфейсе программы (рис. 1) пользователь может вручную задавать рабочую частоту РРЛ (Freq), высоту установки антенн передатчика (TX Height) и приёмника (RX Height), мощность передатчика (TX Power) и коэффициент усиления антенн передатчика (TX Gain) и приёмника (RX Gain).

После выполнения расчёта программа отображает длину пролёта, величину потерь FSPL (Free Space Pass Losses, потери при распространении в свободном пространстве), атмосферные потери, потери в условиях дождя, состояние зоны Френеля и расчётный уровень принимаемого сигнала.

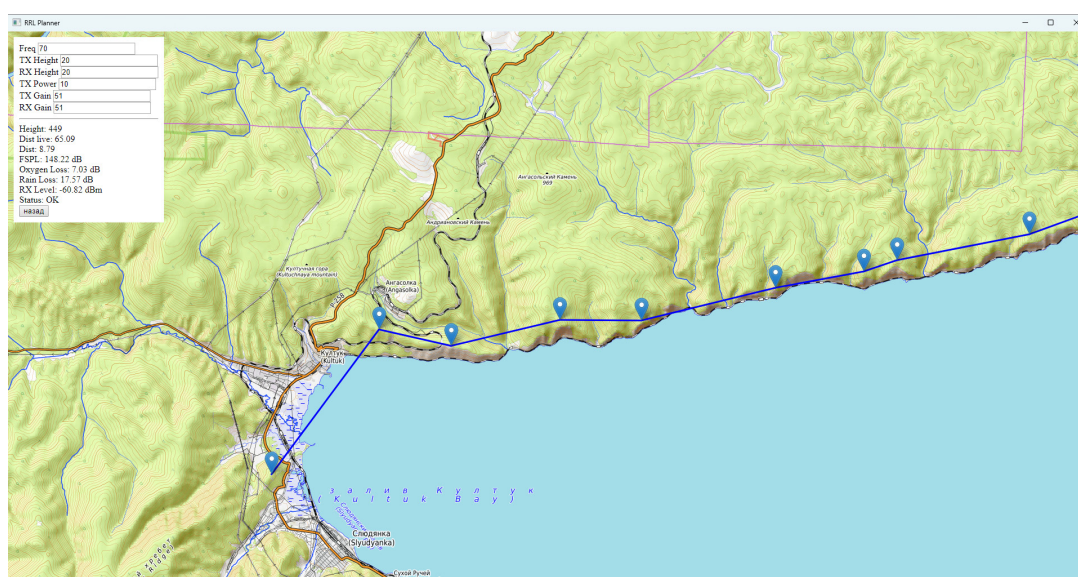


Рисунок 1. Внешний вид интерфейса программы RRL Planner

Визуализация профиля трассы реализована с использованием библиотеки Matplotlib. На графике отображаются профиль рельефа местности, линия прямой видимости и границы первой зоны Френеля. Предусмотрено цветовое отображение состояния пролёта радиорелейной системы связи. При наличии прямой видимости интервал отображается зелёным цветом, при наличии препятствий – красным.

Для примера рассмотрим проектирование пролёта РРЛ на участке Кругобайкальской железной дороги.

На рисунке 2 представлена топографическая карта участка с указанием радиотрассы протяжённостью около 9 км между двумя пунктами установки базовых станций. Синяя линия обозначает геометрическую ось радиолинии прямой видимости (LOS). Местоположение передающей и приёмной станций отмечено синими маркерами.

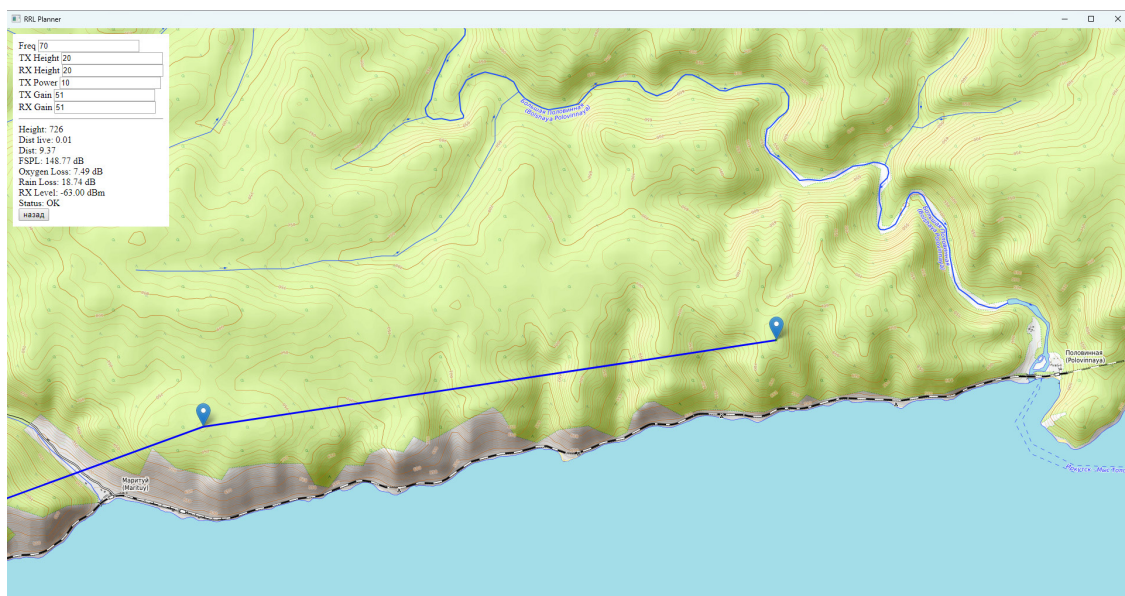


Рисунок 2. Пример визуализации плана радиотрассы РРЛ в диапазоне 70–80 ГГц на топографической карте

В левой части интерфейса отображаются основные расчётные параметры линии:

- Рабочая частота – 70 ГГц;
- Высоты установки антенн – 20 м (TX и RX);
- Мощность передатчика и коэффициенты усиления антенн – 10 дБм и 51 дБ соответственно;
- Расстояние между станциями – 9,37 км;
- Общие потери сигнала, включая затухание в свободном пространстве FSPL, атмосферное затухание и потери на осадки (дождь);
- Итоговый уровень сигнала на приёме (-63 дБм) и статус линии («ОК»).

Анализ карты показывает, что выбранная трасса проходит над сложным рельефом прибрежной зоны с выраженными высотными перепадами. Тем не менее, согласно проведённым расчётам, условия прямой видимости и просвета в зоне Френеля выполняются, что подтверждается положительным статусом линии. Данная визуализация позволяет инженеру-проектировщику оперативно оценивать взаимное расположение станций относительно рельефа, водных объектов и населённых пунктов.

На рисунке 3 представлен расчёт продольного профиля радиотрассы для этого же участка. Синим цветом отображается рельеф местности, полученный на основе цифровой модели высот. Голубой пунктирной линией показана прямая линия прямой видимости (LOS) между передающей и приёмной антеннами.

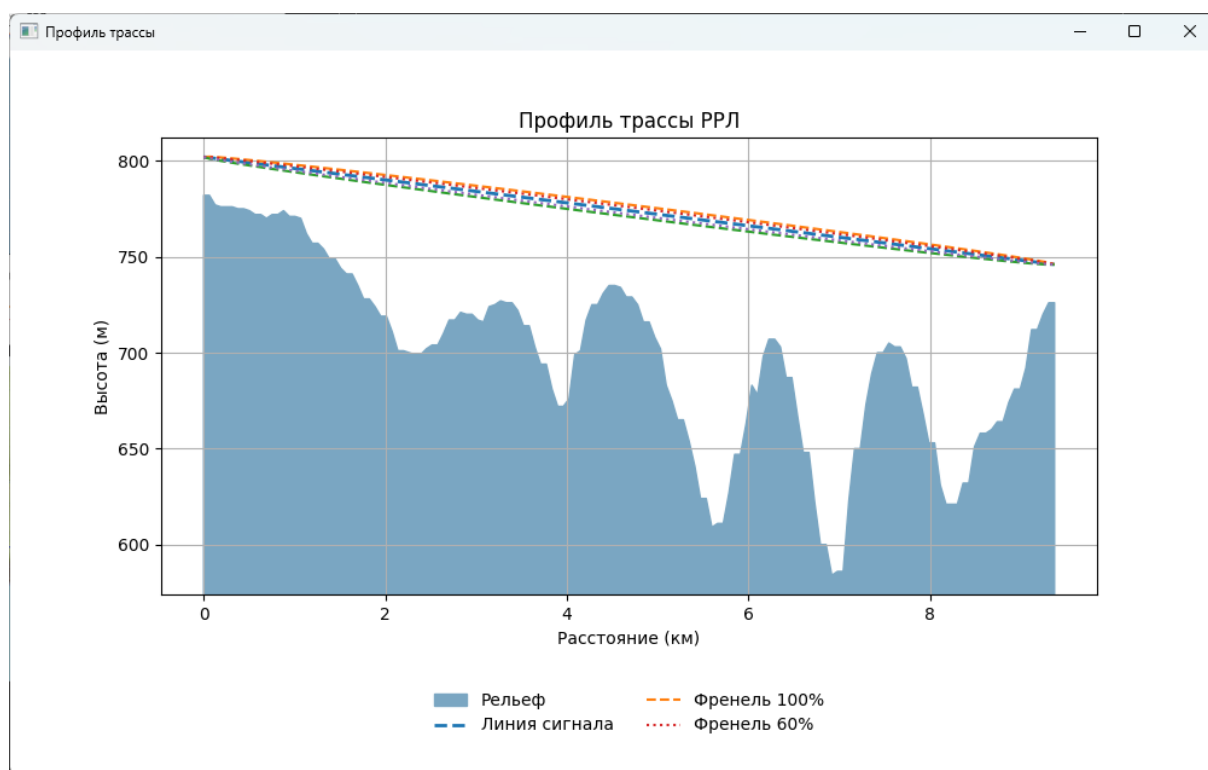


Рисунок 3. Пример визуализации профиля радиотрассы РРЛ в диапазоне 70–80 ГГц

Оранжевой пунктирной линией обозначена верхняя граница первой зоны Френеля (100% F1), красной пунктирной линией – граница 60%-й зоны Френеля (0,6F1). Зоны Френеля рассчитаны с учётом рабочей частоты в диапазоне 70 ГГц.

Анализ графика показывает, что на всей протяжённости трассы рельеф местности находится значительно ниже границы 60%-й зоны Френеля, что свидетельствует о выполнении условий прямой видимости и достаточном радиопрозрачном просвете. Наблюдаются отдельные участки (примерно на отметках 1,0 км и 4,5 км), где рельеф приближается к зоне Френеля, однако не пересекает критические границы. Это подтверждает пригодность выбранных точек установки базовых станций для организации радиорелейной линии связи. Таким образом, совместное использование плана местности и профиля радиотрассы даёт полное представление о геометрических и энергетических характеристиках проектируемой радиорелейной линии связи.

Заключение

Разработанное программное средство представляет собой простой инструмент для автоматизированного расчёта и анализа параметров радиорелейных линий связи. Программа RRL Planner позволяет определять оптимальные места установки базовых станций, автоматически строить

профили радиотрасс, рассчитывать зоны Френеля и оценивать основные параметры линии.

Программа также предоставляет рабочий инструмент для организации учебного процесса в профильных ВУЗах. При выполнении курсовых и дипломных проектов по направлениям «Радиотехника», «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», «Телекоммуникации» студенты часто сталкиваются с задачей проектирования радиорелейных линий. Использование разработанной программы позволяет существенно повысить эффективность обучения, поскольку даёт возможность:

- оперативно проводить вариантный анализ различных конфигураций радиотрасс;
- наглядно визуализировать профили местности, зоны Френеля и линию прямой видимости;
- осваивать методики расчёта параметров РРЛ в реальных условиях местности.

Важным преимуществом программы является её универсальность – она позволяет выполнять расчёты радиорелейных линий в любом частотном диапазоне, а не только E-band (70–80 ГГц).

Несмотря на более ограниченный функционал по сравнению с профессиональными коммерческими пакетами (Pathloss, ICS Telecom, DRRL и др.), программа является бесплатной, обладает простым, интуитивно понятным интерфейсом и не требует длительного освоения. Данные качества обуславливают её применение в образовательных учреждениях, где доступ к дорогостоящему лицензионному ПО часто ограничен.

Таким образом, разработанное программное средство может быть успешно использовано как в научно-исследовательской, так и в учебно-методической деятельности, способствуя формированию у студентов современных компетенций в области проектирования систем радиосвязи.

Список литературы

1. Портной С. и др. Системы радиорелейной связи в E-диапазоне // «Последняя миля». – 2011–2012.
2. Решение ГКРЧ при Минкомсвязи России от 15.07.2010 № 10-07-04-1(2) «Об упрощении процедуры выделения полос радиочастот 71–76 ГГц, 81–86 ГГц и 92–95 ГГц для радиоэлектронных средств фиксированной службы».
3. Хрипунов Е.В., Ликонцев А.Н. Исследование радиорелейных линий E-диапазона // Актуальные проблемы радио- и киботехнологий: материалы VI Междунар. науч.-техн. конф. (Санкт-Петербург, 16, 17 ноября 2021 г.). – СПб.: СПбГИКиТ, 2022. – С. 80–84.
4. Recommendation ITU-R F.2006. Radio-frequency channel and block arrangements for fixed wireless systems operating in the 71–76 and 81–86 GHz bands. – Geneva: ITU, 2012.
5. ГОСТ Р 53363–2009. Цифровые радиорелейные линии. Показатели качества. Методы расчёта. – Введ. 2010-01-01. – М.: Стандартинформ, 2009.

Измерение точности синхронизации программно-определяемой радиосистемы HackRF One в составе двухчастотного когерентного приемника сигналов низкоорбитальных спутников

Котов Д.В.¹, Продан П.Е.¹, Колесник С.Н.¹, Книжин С.И.^{1,2}

1 – Иркутский государственный университет, Иркутск, Россия

2 – Институт солнечно-земной физики СО РАН, Иркутск, Россия

kdv1612@gmail.com, prodanpavel@gmail.com, kyf_2001@mail.ru,

sergeiknizhin@mail.ru

В работе рассматривается точность синхронизации каналов двухчастотного приемника сигналов низкоорбитальных спутников на базе программно-определяемой радиосистемы HackRF One, влияющая на возможность применения данного приемника в задачах спутникового радиозондирования ионосферы. Выполнено экспериментальное численное измерение фазовых ошибок синхронизации.

Введение

В настоящее время активно ведется разработка и испытание приемников сигналов низкоорбитальных спутников, используемых для получения данных об электронной концентрации или диэлектрической проницаемости ионосферной плазмы по параметрам принятых сигналов [1]. В частности, на бортах спутников могут устанавливаться радиопередатчики, которые когерентно излучают сигналы на двух частотах – 150 и 400 МГц [2, 3]. Для регистрации такого сигнала разработан двухканальный приёмник с использованием плат SDR HackRF One, одной из главных особенностей которого является когерентный прием сигнала, достигнутый путем синхронизации двух каналов приёма по тактовой частоте и времени начала запуска каналов [4]. В представленной работе предложен алгоритм количественного измерения ошибок системы синхронизации разработанного приемника и на его основе выполнена оценка точности данной синхронизации.

Синхронизация двух плат HackRF One

Цифровой двухканальный когерентный приемник состоит из двух плат HackRF One, синхронизация между которыми осуществляется посредством соединения выхода тактового генератора CLKOUT ведущей (Master) платы с тактовым входом CLKIN ведомой (Slave). Помимо этого, производится программное включение выхода тактового генератора ведущей платы. В результате чего обе схемы работают от тактового генератора одной платы [5]. На рисунке 1 представлена схема подключения, реализованная в приемнике.

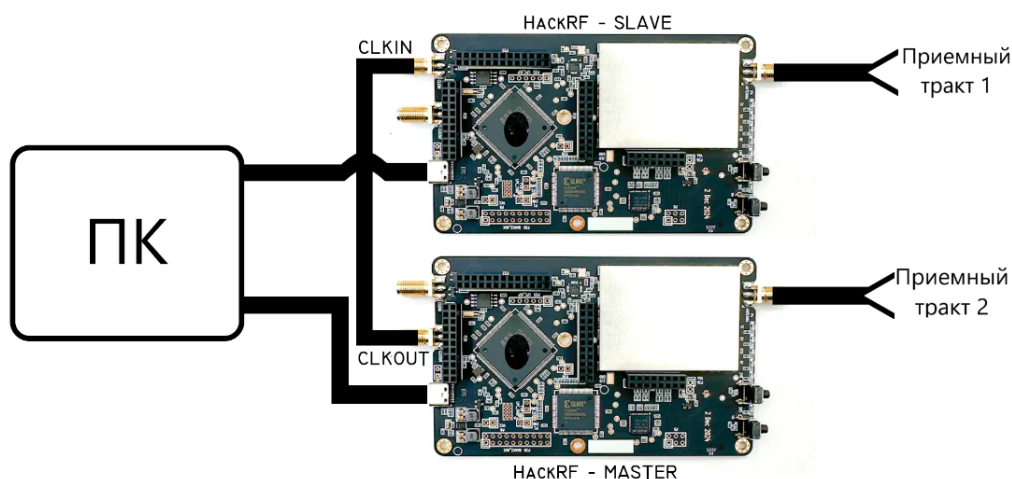


Рисунок 1. Схема синхронизации двух HackRF One в цифровом двухканальном когерентном приемнике

Приёмопередатчик платы HackRF One MAX2837 и частотный смеситель RFFC5072 в своем составе имеют систему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [6-7]. Данная система способна создавать фазовые ошибки при автоматической подстройке частоты сигнала задающего тактового генератора (рис. 2).

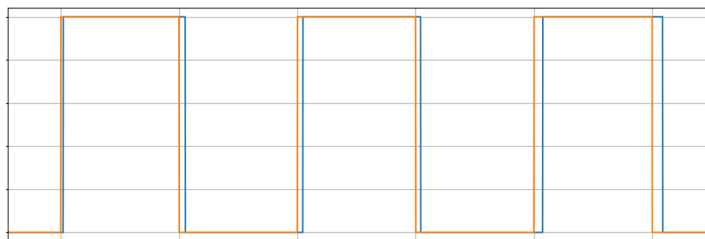


Рисунок 2. Пример фазовых ошибок: оранжевым – сигнал без ошибок; синим – сигнал с фазовыми ошибками

На рисунке видно, что сигнал, изображенный синим цветом, испытывает медленно меняющиеся фазовые искажения. Стоит отметить, что данный график является схематичной демонстрацией фазовых ошибок, в реальности величины ошибок много меньше. Такие ошибки могут вносить серьезную погрешность в полученные со спутника данные и нарушить условие когерентности при работе двух каналов.

На рисунке 3 приведена структурная схема типовой системы ФАПЧ.

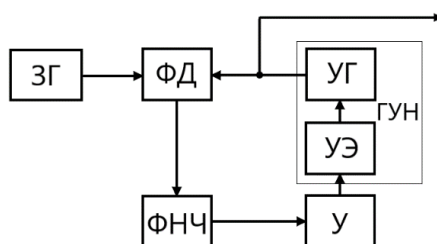


Рисунок 3. Структурная схема системы ФАПЧ

В данной схеме сигнал с задающего генератора (ЗГ) поступает на фазовый детектор (ФД), на выходе которого формируется медленно меняющееся напряжение, быстрые шумовые колебания которого подавляются в стоящем далее фильтре низких частот (ФНЧ). После этого напряжение усиливается на усилителе постоянного тока (У) и выступает в роли управляющего напряжения в генераторе, управляемом напряжением (ГУН), который состоит из управляющего элемента (УЭ), меняющего частоту управляемого гетеродина (УГ) в сторону уменьшения разности фаз. Нестабильности и неидеальности характеристик каждого из описанных выше элементов в той или иной степени вносят фазовые ошибки в результирующий сигнал на выходе системы ФАПЧ. Это может быть, как неточная отработка фазового детектирования, так и неидеальная фильтрация шумов на фильтре низких частот или добавленные собственные шумы усилителя.

На рисунке 4 приведена структурная схема HackRF One, на которой выделены описанные выше системы ФАПЧ.

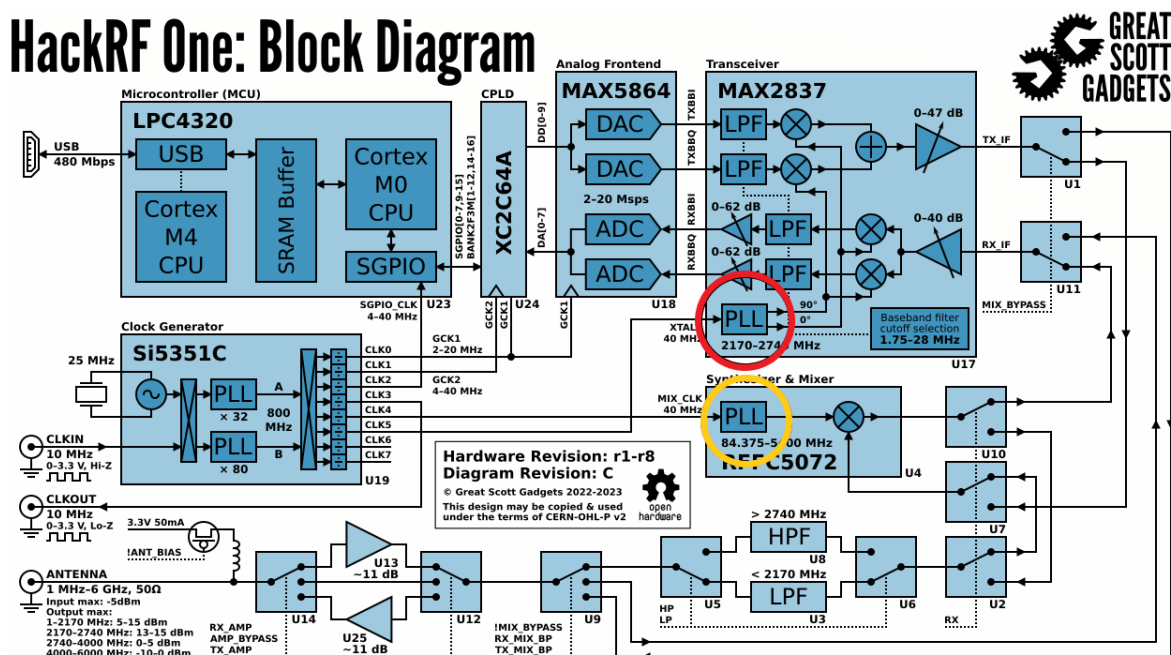


Рисунок 4. Структурная схема HackRF One с выделенными системами ФАПЧ

При использовании HackRF One в частотном диапазоне 2170 – 2740 МГц работает только одна ФАПЧ, выделенная красным (рис. 4), при переходе на частоты вне указанного диапазона включается вторая ФАПЧ, выделенная желтым (рис. 4). Каждая из них вносит фазовые ошибки в тактовый сигнал. Так как прием сигналов ведется на частотах 150 и 400 МГц, необходимо исследовать влияние двух систем ФАПЧ на вносимые ошибки в измеренную фазу принимаемого сигнала.

Проверка стабильности синхронизации двух каналов

Для проверки стабильности синхронизации двух каналов были проведены измерения, где в качестве источника синхронизирующего сигнала использовался внешний генератор, способный к генерации TTL сигнала (прямоугольный импульсный сигнал с длительностью импульса равной половине периода) с амплитудой 3,3 вольта и частотой 10 МГц. Данный сигнал одновременно подан на вход синхронизации CLK IN HackRF One и на вход синхронизации высокочастотного генератора, с которого идет гармонический сигнал на частоте 150,05 МГц на приемный вход HackRF One. Данная схема изображена на рисунке 5.

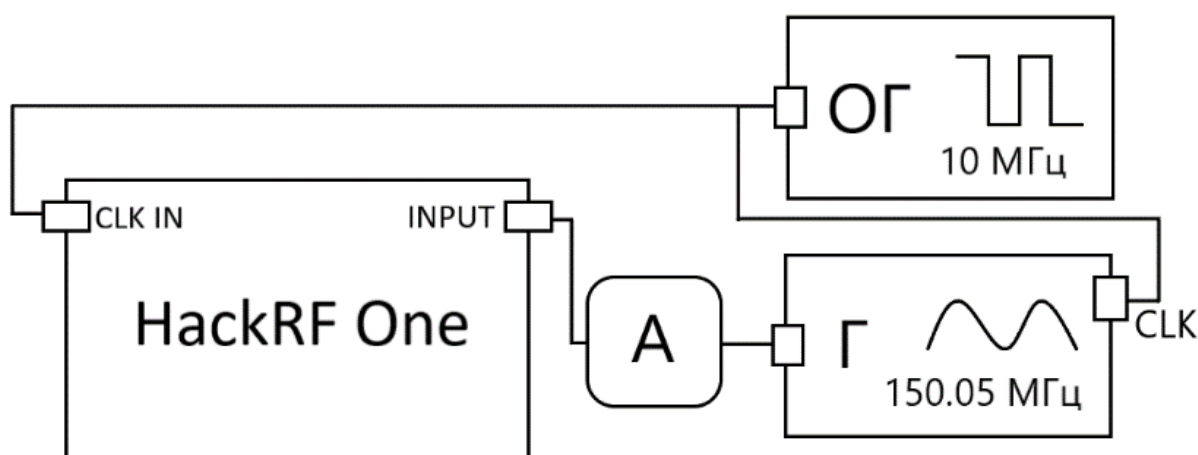


Рисунок 5. Схема подключения для проверки стабильности синхронизации

Буквой «А» на изображении выше представлен резистивный делитель напряжения (аттенюатор), необходимый для устранения возможной перегрузки входного тракта HackRF One.

В рамках данного эксперимента, внешний генератор тестового гармонического сигнала (обозначенный буквой «Г» на рисунке 5) считается высокостабильным и фазовыми задержками, возникающими в процессе работы системы ФАПЧ данного генератора можно пренебречь. Помимо прочего можно пренебрегать задержками сигнала, возникающими в процессе его прохождения по соединительным проводам, в силу их малости. Таким образом соотношение фаз сигналов на входах CLKIN и INPUT HackRF One остается на некотором постоянном, близком к нулю уровне, что позволяет в итоге отработки описываемого далее алгоритма проведения исследования получить значения фазовых ошибок возникающих непосредственно в самой плате HackRF One.

Производится часовая запись сигнала с генератора Г в режиме синхронизации с генератором ОГ. В результате получается файл «сырых» данных, представленных в виде 8-ми битных двоичных слов, с выхода АЦП. Для выделения фазовых ошибок (они же – фазовые шумы) из данного

сигнала, необходимо провести предварительную обработку, алгоритм которой представлен на рисунке 6.

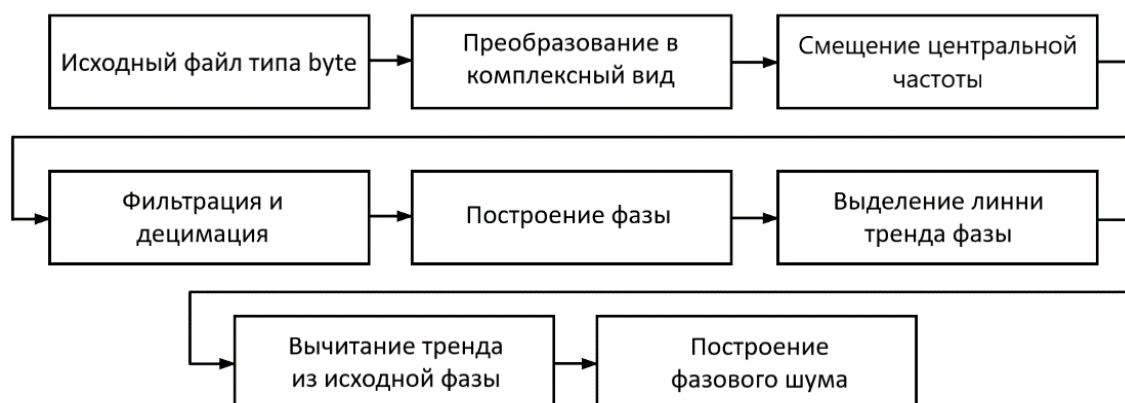


Рисунок 6. Блок-схема алгоритма обработки записанных данных

Преобразование данных в комплексный вид, смещение центральной частоты, фильтрация и децимация производится в ПО GNU Radio. Для смещения частоты, фильтрации и децимации используется полосовой фильтр с приведенными далее параметрами. Величина смещения центральной частоты 50 КГц, частота дискретизации сигнала равняется 200 КГц, порядок децимации фильтра $D = 10$, это означает, что фильтр в исходном сигнале прореживает отсчеты, оставляя каждый десятый, тем самым, после обработки данным фильтром, действующая частота дискретизации становится равной $F_{s1} = 20$ КГц. Нижняя и верхняя границы полосы пропускания (по уровню -3 дБ) фильтра 149,99 и 150,01 МГц соответственно. Таким образом мы получаем дискретизированный гармонический сигнал на частоте 150 КГц с шириной полосы 20 КГц. Программа обработки в GNU Radio представлена на рисунке 7.

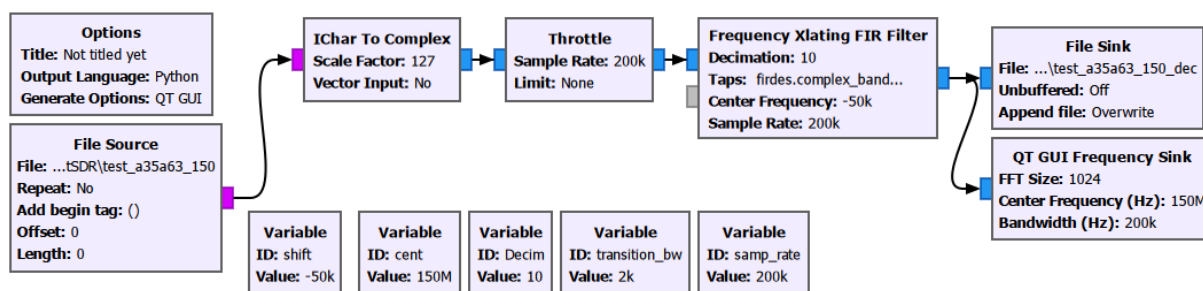


Рисунок 7. Программа обработки тестовых данных в GNU Radio

Далее файл, полученный в ходе работы данной программы, обрабатывается с помощью инструментов и библиотек языка Python. Строится фаза сигнала, график которой в неразвернутой форме имеет пилообразный вид в пределах от $-\pi$ до π с зашумлениями. Затем необходимо определить уровень фазового шума. Для этого в данном сигнале отмечают

точки переворота фазы, по ним строится линия тренда, которая, представляет собой не зашумлённую фазу, и вычитается из исходной фазы. Промежуточные этапы данных измерений представлены на рисунке 8 (на временном промежутке 0,5 и 0,1 секунды для наглядности).

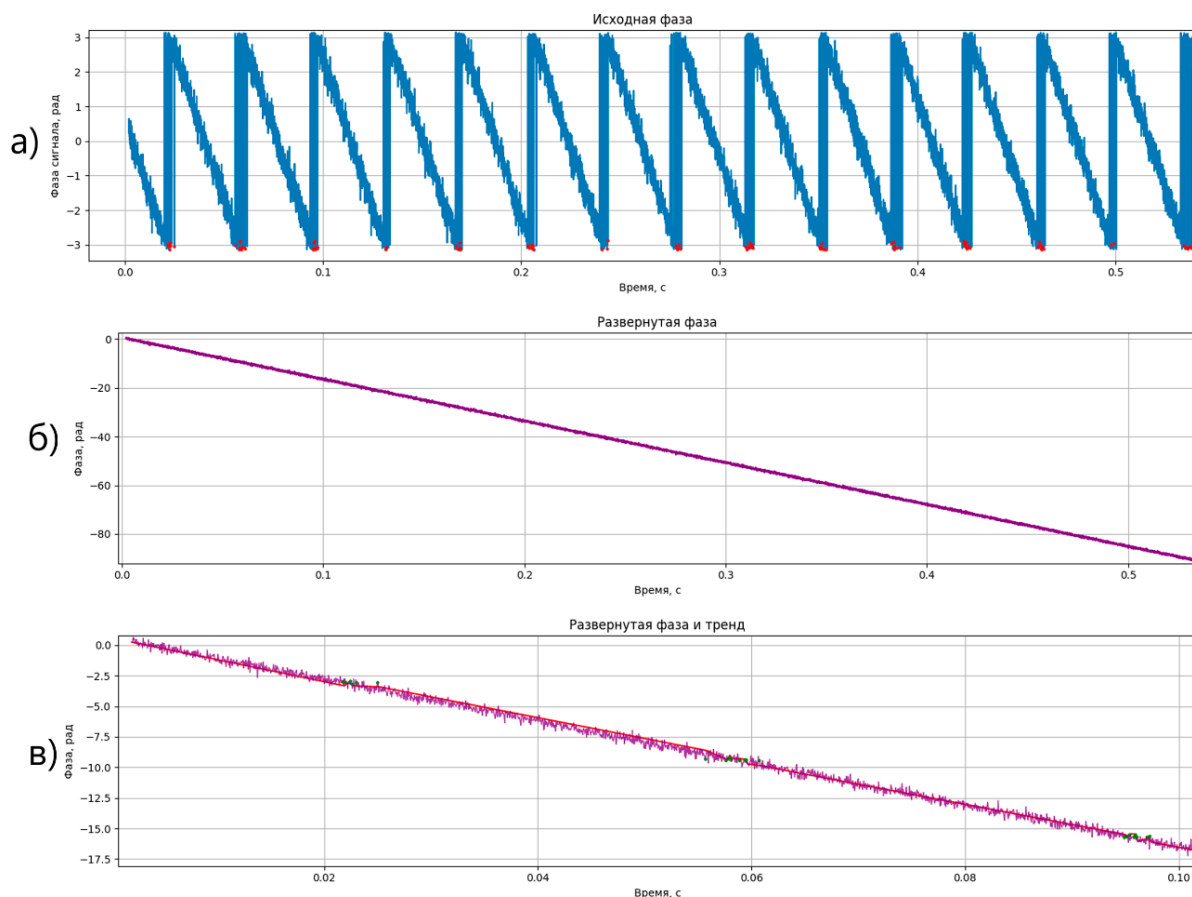


Рисунок 8. Промежуточные результаты обработки данных: а) - исходная фаза с отмеченными точками разворота, б) - развернутая фаза, в) - развернутая фаза с линией тренда, проведенной по точкам разворота

В результате вычитания тренда из исходной фазы, мы получаем фазовый шум (рисунок 9).

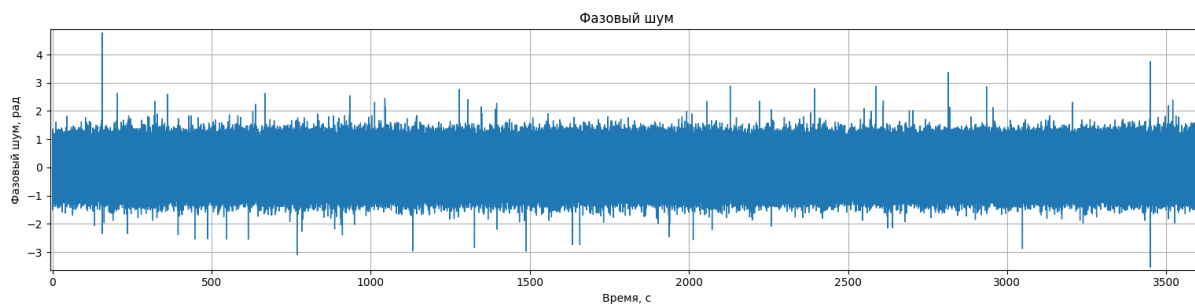


Рисунок 9. Часовая реализация фазового шума

Из измерений, представленных на рис. 9, следует, что фазовый шум имеет следующие характеристики: математическое ожидание $\langle \Delta\varphi \rangle = 0,0023$ рад, складывающееся из задержек сигнала при его прохождении через фильтры и усилители в HackRF One; СКО: $\sigma_{\Delta\varphi} = 0,3161$ рад, соответствующее исследуемым задержкам, возникающим в самой плате HackRF One; максимальное значение $\Delta\varphi_{\max} = 4,7689$ рад – данное значение, как и ряд наблюдаемых на графике аномальных пиков, выбивающихся из общей структуры шума, является выбросом, возникшим в ходе обработки (именно в процессе вычитания тренда из исходной зашумленной фазы), а не ошибкой вызванной работой системы ФАПЧ.

Результаты

Измерения характеристик фазового шума показывают, что среднеквадратичная фазовая ошибка сигнала синхронизации HackRF One, вносимая системами ФАПЧ, не превышает значений порядка $\pi/10$. Данные результаты позволяют сделать вывод, что двухканальный приемник, построенный на базе двух плат HackRF One, можно считать когерентным при работе в режиме синхронизации двух плат с тактирующим TTL сигналом от одной из плат.

Благодарности

Работа выполнена в рамках государственного задания Минобрнауки России (Задание № FZZE-2026-0006).

Список литературы

1. Куницын В. Е. Томография ионосферы / В. Е. Куницын, Е. Д. Терещенко. - М: Наука, 1991. -176 с.
2. Бочаров В.С., Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Разработка модели двухчастотной микрополосковой антенны для перспективного применения на космическом аппарате «Ионосфера» // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. 2014. Т. 141. № 4. С. 23– 26.
3. ИОНОЗОНД // Space Research Institute - IKI : сайт. – URL: <https://iki.cosmos.ru/research/missions/ionozond> (дата обращения: 22.03.2026).
4. Продан П.Е. Измерение параметров сигнала низкоорбитальных спутников при помощи макета двухканального когерентного приемника на основе HackRF One / П.Е. Продан, С.И. Книжнин, Д.В. Котов, Д.Д. Коваленко // XVII Всерос. науч.-техн. конф. студентов, (с междунар. участием) «Современные проблемы радиоэлектроники и связи», 22 мая 2025 г. – Иркутск: ИРНИТУ, 2025. – С. 147 – 152.
5. External Clock Interface (CLKIN and CLKOUT) // HackRF One documentation : сайт. – URL: https://hackrf.readthedocs.io/en/latest/external_clock_interface.html (дата обращения: 22.03.2026).
6. MAX2837 DS // MAX2837 DS : сайт. – URL: <https://www.dzsc.com/uploadfile/company/123460/20101192383438.pdf> (дата обращения: 23.03.2026).
7. RFFC5071_2DS.fm // RFFC5071_2DS.fm : сайт. – URL: <https://www.microsemiconductor.com/datasheet/0e-RFFC5072TR7.pdf> (дата обращения: 23.03.2026).

Разработка модернизированной архитектуры приёмника СДВ-ДВ радиоволн для регистрации атмосфериков и вистлеров

Новоселова А.А., Ишин А.Б., Полетаев А.С.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия

alina.novosyolova38@gmail.com, ishin@istu.edu, poletaevas@istu.edu

Представлена модернизированная архитектура приёмника СДВ/ДВ радиоволн для регистрации атмосфериков и вистлеров. Система построена на плате LAUNCHXL-F28379D с четырьмя независимыми 16-разрядными АЦП (частота дискретизации до 1,1 МГц на канал) и одноплатном компьютере Raspberry Pi 4 В, выполняющем функции веб-сервера для удалённой визуализации осциллограмм и спектрограмм в реальном времени. Для точной временной синхронизации используется GPS-модуль с PPS-выходом. Переход от модуля L-card, имевшего один 14-битный АЦП с частотой до 200 кГц и коммутацию каналов, позволил устранить ограничение по полосе частот и обеспечить четыре полностью независимых канала без потери частоты дискретизации. Динамический диапазон 87 дБ позволяет регистрировать как мощные грозовые разряды, так и слабые магнитосферные сигналы. Веб-интерфейс обеспечивает удалённый мониторинг.

Введение

Сверхдлинные (3–30 кГц) и длинные (30–300 кГц) волны обладают уникальной способностью распространяться на большие расстояния за счёт дифракции и взаимодействия с ионосферой и магнитосферой Земли. Помимо искусственных радиосигналов (навигационные системы, службы точного времени), в этом диапазоне регистрируются мощные природные электромагнитные явления. Атмосферики представляют собой широкополосные импульсы, порождаемые грозовыми разрядами, и служат индикатором грозовой активности на расстояниях до нескольких тысяч километров. Вистлеры (свистящие атмосферики) – это дисперсионные сигналы, возникающие при распространении электромагнитного импульса молнии вдоль силовых линий магнитного поля Земли. Частота вистлера изменяется во времени, что создаёт характерный «свист» при тональном прослушивании и дугообразный след на спектрограмме [1, 2].

Вистлеры дают информацию о концентрации электронов в магнитосфере, взаимодействии волн с частицами и глобальной грозовой активности.

Предыдущая реализация приёмника была построена на основе российского модуля L-card, подключаемого к персональному компьютеру через USB. Анализ эксплуатации предыдущей архитектуры на базе модуля L-card выявил следующие ограничения: наличие только одного 14-битного АЦП (частота дискретизации до 200 кГц); коммутация каналов, что приводило к снижению реальной частоты дискретизации на канал и значительно ограничивало полосу частот для детектирования; медленный

интерфейс USB 1.1 (скорость 12 Мбит/с), создающий узкое место при передаче данных; высокая стоимость (50 316 руб. с НДС); отсутствие удалённого доступа.

Модернизация направлена на создание компактного, автономного и современного приёмника, свободного от указанных недостатков. Ключевыми преимуществами новой архитектуры являются: четыре независимых 16-битных АЦП с частотой дискретизации до 1,1 МГц на канал, что позволяет организовать 4 полностью независимых канала и расширить полосу частот детектирования; наличие удалённого доступа.

Аппаратная архитектура

Плата LAUNCHXL-F28379D является центральным элементом приёмника, представленного на рисунке 1. В её основе лежит микроконтроллер TMS320F28379D, оснащённый двумя ядрами C28x с тактовой частотой 200 МГц каждое: одно ядро управляет АЦП и накоплением данных, другое – буферизацией и отправкой данных на сервер.

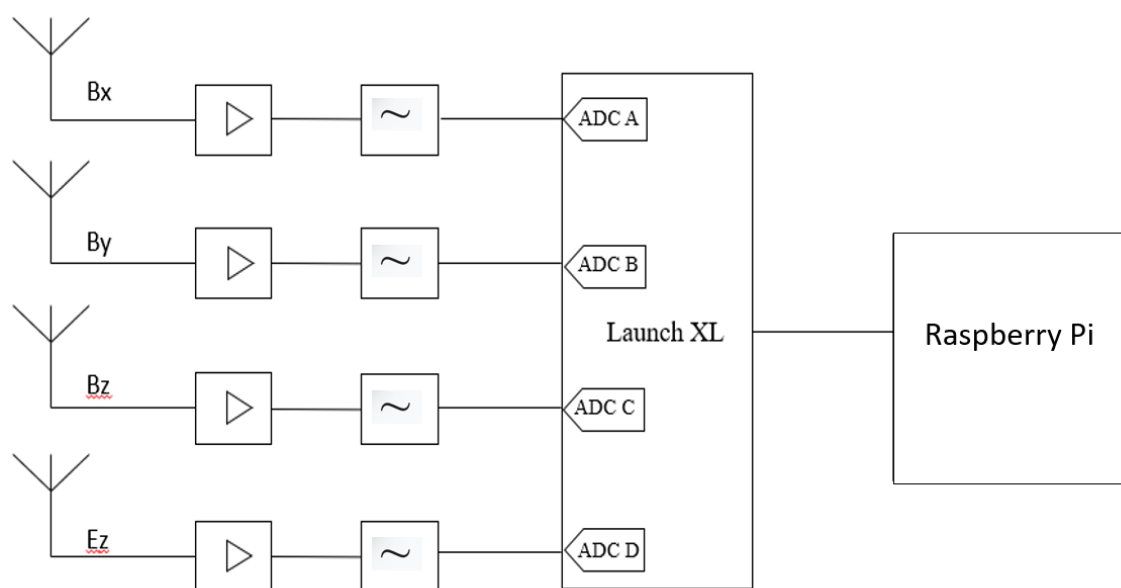


Рисунок 1. Структурная схема приёмника

Ключевым преимуществом платы является наличие четырёх независимых 16-битных АЦП (ADCA, ADCB, ADCC, ADCD). Каждый АЦП имеет собственный вход и схему выборки-хранения. Основные параметры АЦП представлены в таблице 1. Для задачи обнаружения вистлеров критически важны два момента. Во-первых, 16 бит позволяет регистрировать сигнал в широком динамическом диапазоне без потери слабых компонентов. Во-вторых, дифференциальный вход обеспечивает подавление синфазных помех, что особенно важно для подавления сетевых наводок (50 Гц и гармоники), которые в диапазоне СДВ/ДВ часто превышают полезный сигнал.

Таблица 1

Параметры АЦП LAUNCHXL-F28379D

Параметр	Значение
Разрядность	до 16 бит (дифференциальный режим)
Максимальная частота преобразования	до 1,1 МГц
Входное напряжение	0 – 3,0 В ($V_{REFH1} = 3$ В)
Динамический диапазон	~87,6 дБ
Среднеквадратическое значение шума квантования	~13,22 мкВ

Для точной привязки регистрируемых событий к абсолютному времени в систему интегрирован GPS-модуль с PPS-выходом. PPS-сигнал подключается к входу eCAP микроконтроллера TMS320F28379D, что позволяет фиксировать временные метки с разрешением 5 нс, а NMEA-строки с абсолютным временем (UTC) передаются на Raspberry Pi 4 В. Благодаря этому становится возможным сопоставлять зарегистрированные атмосферники и вистлеры с данными мировых грозových сетей.

Оцифрованные данные с выходов АЦП микроконтроллера TMS320F28379D передаются на одноплатный компьютер Raspberry Pi 4 В. На Raspberry Pi реализован приём данных, их буферизация и последующая обработка. Технические характеристики модели: процессор Broadcom BCM2711 с четырьмя ядрами Cortex-A72 на частоте 1,5 ГГц, оперативная память 2/4/8 ГБ, сетевые интерфейсы Gigabit Ethernet и 802.11ac Wi-Fi [6].

Для передачи оцифрованных данных от платы LAUNCHXL-F28379D на одноплатный компьютер Raspberry Pi 4 В критически важен выбор интерфейса передачи данных. Суммарный поток данных в максимальном режиме достигает 70,4 Мбит/с

С учётом служебной информации (метки времени, заголовки пакетов, синхронизация по PPS) реальный требуемый трафик составляет порядка 75–80 Мбит/с.

Из доступных на обеих платах (Launch XL, Raspberry Pi) интерфейсов есть интерфейсы I2C, SPI, UART. Сравнение представлено в таблице 2.

Таблица 2

Сравнение скоростей интерфейсов приёмника

Интерфейс	Скорость передачи
I2C	До 1 Мбит/с
SPI	До 50 Мбит/с
UART	До 1 Мбит/с

В нашем случае разумен выбор SPI-интерфейса. Raspberry Pi 4 B работает в режиме SPI-мастера, плата LAUNCHXL-F28379D – в режиме SPI-слейва.

Серверная платформа и обработка данных

Raspberry Pi 4 B выполняет функции центрального сервера системы. На Raspberry Pi развёрнуто следующее программное обеспечение: операционная система Raspberry Pi OS (ранее Raspbian), основанная на Debian Linux; веб-сервер на базе Flask; WebSocket-сервер на Flask-SocketIO для передачи данных в реальном времени [7]; библиотеки NumPy и SciPy для выполнения быстрого преобразования Фурье и спектральной обработки.

После приёма данных Raspberry Pi в первую очередь выполняется отрисовка осциллограммы – временного представления сигнала [8]. Внешний вид представлен на рисунке 2. Для этого отсчёты сигнала отображаются в координатах «время – амплитуда» с помощью функции plot из библиотеки Matplotlib. Отрисовка производится в виде непрерывной линии, цвет которой соответствует выбранному каналу. По оси X откладывается время в секундах, по оси Y – амплитуда сигнала в вольтах. Обновление осциллограммы происходит динамически по мере поступления новых данных.

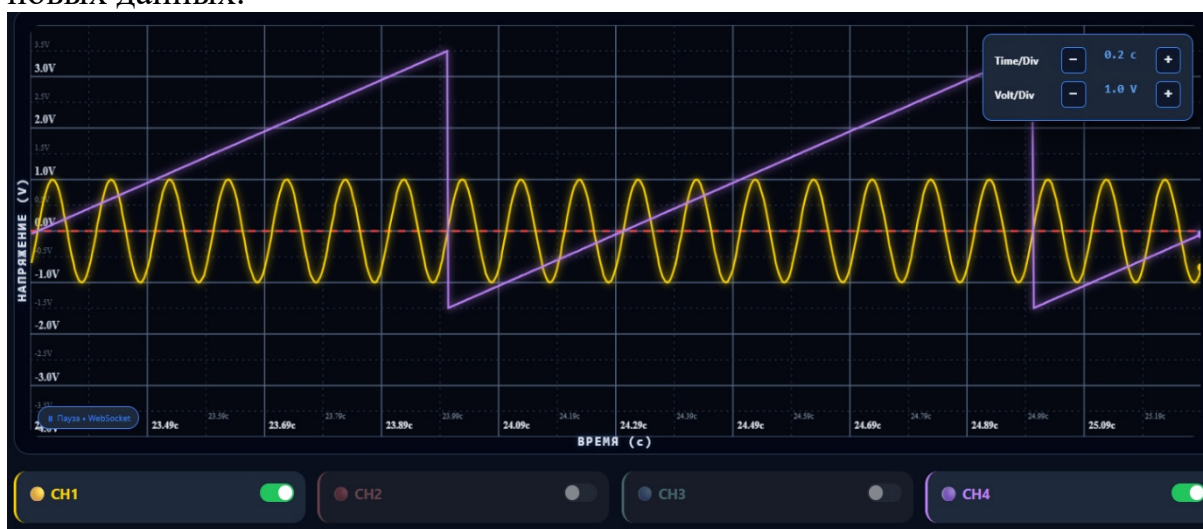


Рисунок 2. Интерфейс веб-осциллографа с панелью масштабирования

Помимо осциллограммы, система поддерживает построение спектрограммы для частотного анализа сигнала. Пример представлен на рисунке 3. Для этого сигнал разделяется на перекрывающиеся окна, для каждого из которых с помощью функции БПФ вычисляется частотный спектр. Применяется оконная функция Хэмминга для уменьшения спектральных искажений, а также скользящее усреднение для подавления шума. Готовые изображения кодируются в формат Base64 и передаются клиенту для отображения в веб-интерфейсе.



Рисунок 3. Спектрограмма

Общая архитектура приложения представлена на рисунке 4.

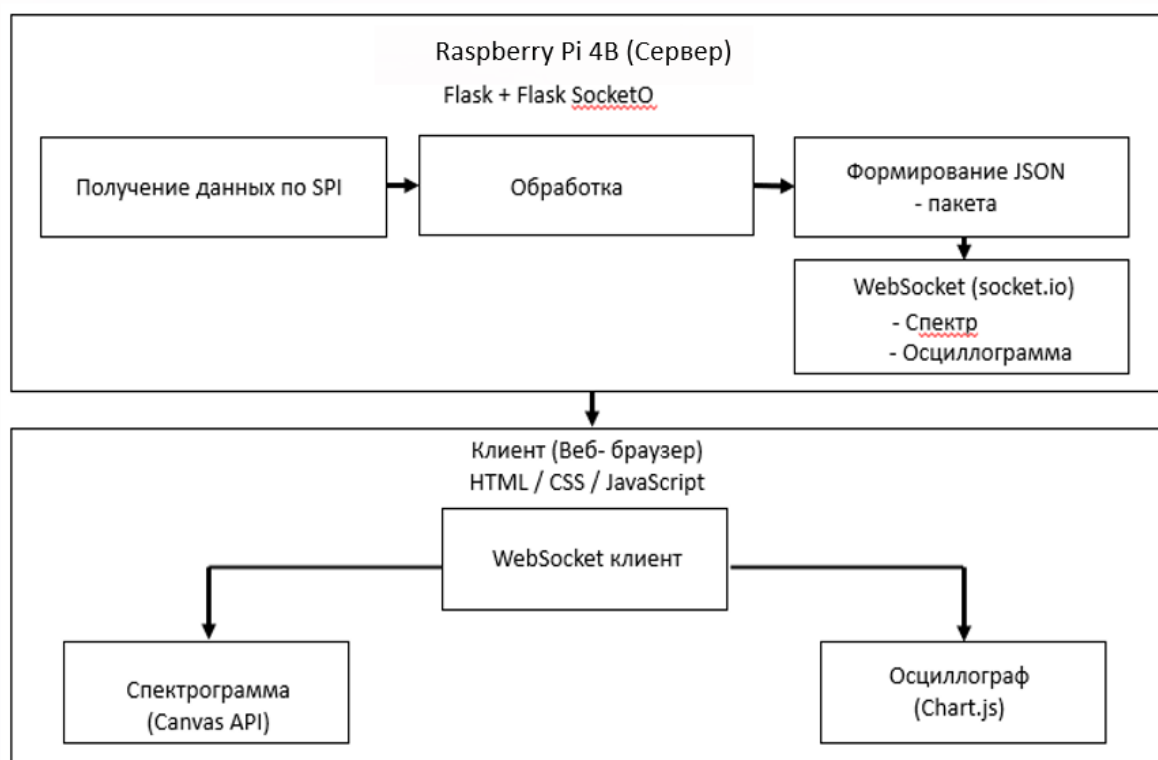


Рисунок 4. Архитектура приложения для удалённого доступа

Веб-приложение

Клиентская часть представляет собой одностраничное веб-приложение, работающее в любом современном браузере. Она включает HTML5 для структуры страницы, CSS3 для адаптивного дизайна, JavaScript (ES6+) для логики отображения и связи с сервером через WebSocket.

Результаты и сравнение архитектур

Разработанная архитектура демонстрирует значительные преимущества перед предыдущей реализацией. Сравнительный анализ представлен в таблице 3.

Таблица 3

Сравнение архитектур приёмника

Параметр	Предыдущая архитектура	Новая архитектура (F28379D + RPi4)
Стоимость	50 000 руб.	12 000 – 16 000 руб.
Разрядность АЦП	14 бит	16 бит
Удалённый доступ	отсутствует	встроенный веб-сервер
Количество независимых каналов	1	4
Частота дискретизации	До 200 КГц/с на канал	До 1,1 МГц/с на канал
Среднеквадратическое значение шума квантования	~52,9 мкВ	~13,22 мкВ

Новая архитектура позволяет ежедневно регистрировать десятки вистлеров в часы магнитной активности, отслеживать корреляцию между грозовыми событиями, строить долговременные тренды электронной концентрации в магнитосфере – важного индикатора космической погоды.

Заключение

В рамках данной работы разработана модернизированная архитектура приёмника СДВ/ДВ радиоволн, специализированная для регистрации атмосфериков и вистлеров. Переход на 16-битные АЦП обеспечил динамический диапазон ~87.6 дБ, позволяющий одновременно регистрировать мощные атмосферерики и слабые вистлеры. Результатом модернизации стали снижение стоимости в 2–3 раза, увеличение количества одновременно работающих аналоговых каналов до 4 и расширение полосы детектируемых частот. Реализованный веб-интерфейс с отображением осциллограммы и спектрограммы в реальном времени обеспечивает удалённый доступ к приёмнику из любой точки мира.

Список литературы

1. Helliwell R.A. *Whistlers and Related Ionospheric Phenomena*. Stanford University Press, 1965. – 349 p.
2. Брюнелли Б.Е., Намгаладзе А.А. *Физика ионосферы и магнитосферы*. М.: Наука, 1988. – 528 с.
3. Texas Instruments. *TMS320F28379D Delfino™ Microcontroller Datasheet (SPRS880)*, 2020. – 312 p.
4. Texas Instruments. *LAUNCHXL-F28379D LaunchPad™ Development Kit User's Guide (SPRUIM8)*, 2018. – 45 p.
5. Texas Instruments. *ADC Configurations for C2000™ Devices (Application Report SPRAC83)*, 2019. – 28 p.
6. Raspberry Pi Foundation. *Raspberry Pi 4 B Product Brief*, 2019. – 12 p.
7. Flask Development Team. *Flask Web Framework Documentation (v2.3)*, 2024.
8. Бойко Ю.И., Бурцев В.В. *Приём и обработка сигналов СДВ/ДВ диапазона*. М.: Издательство МГУ, 2018. – 210 с.

Применение методов машинного обучения для автоматического детектирования СДВ-событий

Грудинин С.С., Полетаев А.С., Фискин Е.М.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия

sgrudinin2016@yandex.ru, sardaukar9@yandex.ru, fmm1@rambler.ru

В данной работе представлена система автоматического обнаружения атмосфериков в широкополосных записях СДВ-приёмника. Для анализа сырых данных АЦП используется сверточная нейронная сеть, обученная на фрагментах сигнала и позволяющая выявлять импульсные события с точностью около 90%. Проведено сравнение с пороговым детектором, показавшее более устойчивое качество нейросетевого подхода и снижение числа ложных срабатываний. Полученные результаты подтверждают возможность применения разработанной системы для автоматического накопления статистики атмосфериков и последующего поиска вистлеров.

Введение

Электромагнитные сигналы низкой и очень низкой частоты, возникающие при грозовых разрядах, играют важную роль в изучении процессов в околоземном космическом пространстве и могут служить индикаторами различных геофизических явлений.

Традиционные методы обнаружения и анализа таких сигналов часто основаны на визуальном просмотре спектрограмм и ручной обработке данных, что является трудоёмким и времязатратным процессом. При длительной непрерывной регистрации объём поступающих данных существенно возрастает, поэтому ручной анализ становится неэффективным и не позволяет оперативно выделять события, представляющие интерес для дальнейшего исследования.

В связи с этим актуальной задачей является разработка системы автоматического обнаружения атмосфериков и свистящих атмосфериков в потоке регистрируемых данных. Использование методов машинного обучения и их сравнение с традиционными пороговыми алгоритмами позволяет оценить эффективность различных подходов к детектированию, повысить скорость обработки данных и сформировать основу для последующего анализа грозовой активности и задач грозопеленгации.

СДВ приемники на базе ИРНИТУ

В настоящее время в Иркутском национальном исследовательском техническом университете функционирует измерительный комплекс, предназначенный для приема сигналов в диапазоне сверхдлинных волн (СДВ). Данный комплекс включает в себя ортогональные рамочные антенны, малошумящие предварительные усилители, полосовые фильтры и

аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Прием сигналов осуществляется как от навигационных СДВ радиостанций, так и от естественных источников излучения в диапазоне очень низких частот (ОНЧ) 0.3...40 кГц, что позволяет проводить мониторинг состояния магнитосферы [1].

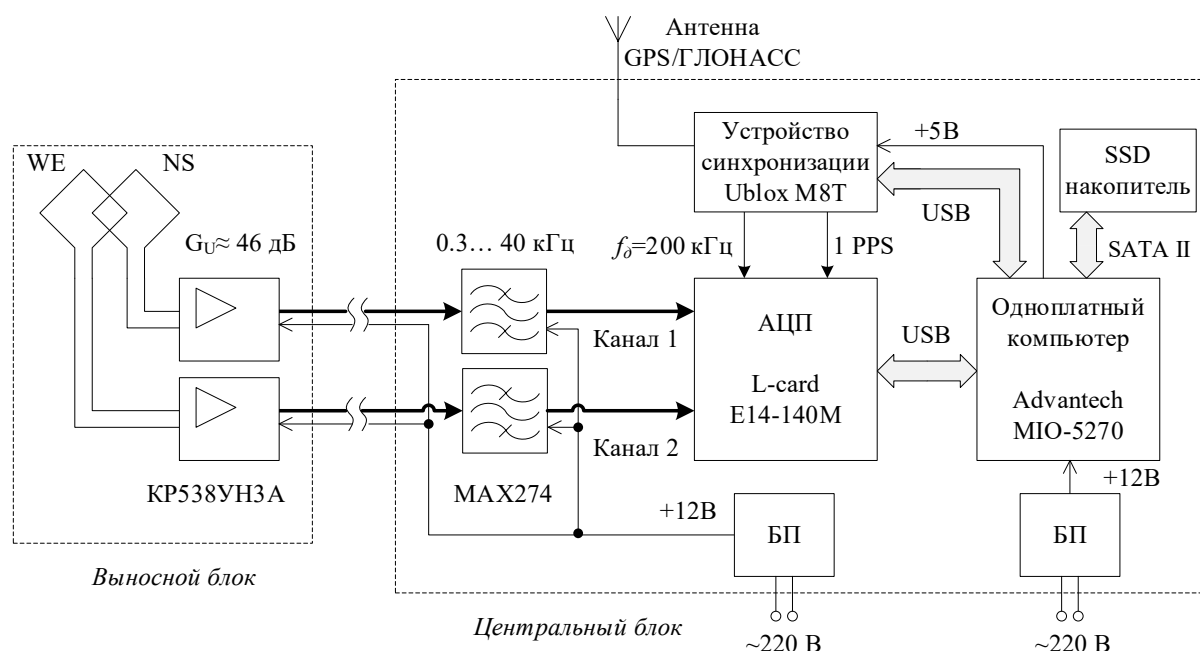


Рисунок 1. Структурная схема измерительного комплекса ИРНТУ

Постановка задачи

Для детектирования и анализа грозовой активности используются низкочастотные электромагнитные сигналы атмосферного происхождения – атмосферерики, возникающие при грозовых разрядах. Отдельный класс таких сигналов составляют свистящие атмосферерики, или вистлеры, которые имеют характерную частотно-временную структуру и могут распространяться в магнитосфере.

В рамках работы рассматривается задача обработки данных, получаемых с приёмника, регистрирующего сырые отсчёты АЦП объёмом около 24 МБ каждую минуту. В этом потоке данных могут содержаться как импульсные атмосферерики, связанные с молниевыми разрядами, так и свистящие атмосферерики.

Основная задача состоит в разработке системы регистрации и автоматического обнаружения таких сигналов в потоке сырых данных.

Полученные результаты могут использоваться для ведения статистики атмосферериков и вистлеров, оценки грозовой активности и подготовки данных для дальнейшей грозопеленгации, в том числе для определения направления прихода сигнала, например азимута на источник грозового разряда [2].

Характеристика регистрируемых данных

Регистрируемые данные представляют собой широкополосную цифровую запись сигнала СДВ-приёмника во временной области, полученную непосредственно с выхода аналого-цифрового преобразователя.

Измерения выполняются по двум ортогональным каналам, условно обозначенным NS и WE, соответствующим направлениям север-юг и запад-восток. Сигнал представлен последовательностью 14-битных знаковых отсчётов АЦП, отражающих мгновенную амплитуду принимаемого электромагнитного поля в выбранном канале. При частоте дискретизации 100 кГц на канал обеспечивается анализ спектральных составляющих в диапазоне от 0 до 50 кГц.

Объектом исследования являются атмосферерики – кратковременные широкополосные импульсные сигналы, возникающие при грозовых разрядах. Спектр атмосферерика может занимать широкую полосу частот до десятков и сотен килогерц, при этом максимум спектральной плотности наблюдается в области 10 кГц. На спектрограмме такие события проявляются как короткие, почти вертикальные линии, а их длительность обычно составляет от единиц до десятков миллисекунд. В данных также присутствуют локальные помехи высокого уровня, в частности в областях около 25 кГц и 40 кГц, что необходимо учитывать при автоматическом детектировании.

В записях содержится большое количество атмосферериков. Для набора записей от 25 марта 2026 года средняя частота регистрации атмосферериков составляет около 79 событий в минуту. Число событий в канале WE примерно в 3.6 раза выше.

Выбор метода автоматического детектирования

На первом этапе был рассмотрен пороговый подход, основанный на выделении участков сигнала, амплитуда или энергия которых превышает заданный уровень относительно фоновое состояние. Такой метод прост в реализации и обладает малой вычислительной сложностью.

Однако одного порогового критерия недостаточно для надёжной обработки реальных данных. Помимо атмосферериков, в сигнале присутствуют помехи высокого уровня в областях около 25 кГц и 40 кГц, вызывающие рост амплитуды или энергии и ложные срабатывания. При этом превышение порога не позволяет отличить полезное широкополосное событие от стационарной или локальной помехи.

Таким образом, пороговый детектор может использоваться как простой базовый метод и инструмент предварительной разметки данных. Однако для дальнейшего анализа был выбран подход на основе машинного обучения, поскольку сверточные нейронные сети применяются в задачах технического распознавания объектов в радиозфере и позволяют учитывать

не только уровень сигнала, но и его структурные признаки [3]. На рисунке 2 представлен пример спектрограммы фрагмента, на котором пороговый детектор зафиксировал атмосферерики.

Подготовка и разметка датасета

Для обучения моделей исходные бинарные файлы с сырыми отсчётами АЦП были преобразованы в набор фрагментов фиксированной длины. После чтения записи из неё извлекался выбранный канал приёмника, затем временной ряд разбивался на окна длительностью 2 с.

Для каждого окна строилось частотно-временное представление сигнала. В качестве рабочей полосы признаков выбрана область 20–30 кГц: она не охватывает весь спектр атмосферерики, но в рассматриваемых данных импульсные события проявляются в ней наиболее контрастно относительно фона и локальных шумов. Для обучения сохранялись спектрограммы этой полосы и рассчитанная по ней огибающая мощности.

Каждый фрагмент сохранялся в двух формах: как изображение спектрограммы для визуального контроля и как численные массивы, содержащие спектрограмму и огибающую. Разметка выполнялась по двум классам: `burst` – фрагмент содержит импульсное событие, и `no_burst` – выраженное импульсное событие отсутствует.

На начальном этапе разметка выполнялась вручную по спектрограммам. Дополнительно для предварительной разметки использовался пороговый детектор, выделяющий фрагменты с превышением порога по огибающей мощности. Это позволило ускорить отбор подозрительных событий. Такая структура датасета обеспечивает воспроизводимое обучение и сравнение различных методов классификации.

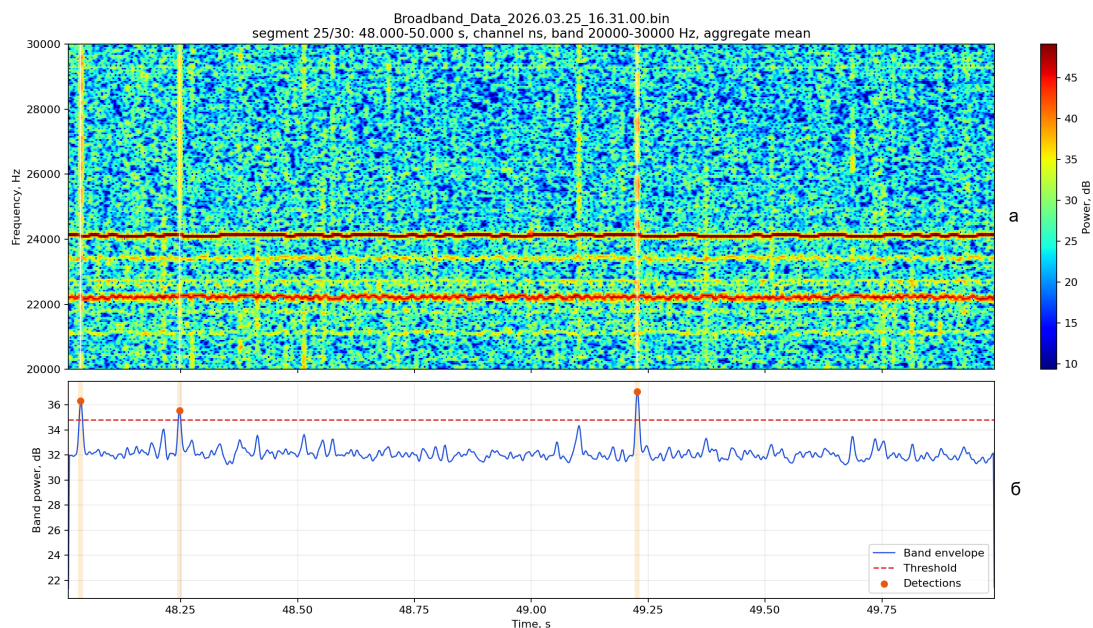


Рисунок 2. Пример работы порогового детектора на канале NS а) частотно-временной спектр б) огибающая фрагмента сигнала

Обучение модели машинного обучения

Для автоматического распознавания импульсных событий была обучена модель 1D CNN, использующая в качестве входных данных одномерную огибающую мощности в выбранной частотной полосе [4].

Модель 1D CNN представляет собой одномерную сверточную нейронную сеть, принимающую на вход временной ряд огибающей мощности в выбранной частотной полосе. Сверточные слои выделяют локальные временные признаки, соответствующие кратковременным всплескам энергии, после чего полносвязный слой выполняет классификацию фрагмента на классы burst и no_burst. Такая архитектура позволяет учитывать форму импульсного события во времени, а не только факт превышения заданного порога. Качество модели сравнивалось с пороговым алгоритмом на двух наборах данных.

- На расширенном датасете модель 1D CNN показала общую точность классификации 89.9 %. Для класса burst точность составила 88.9 %, полнота 88.2 %, F1-мера 88.5 %.

- На том же тестовом наборе пороговый детектор показал сопоставимую общую точность 89.7 %, точность для класса burst составила 91.8 %, полнота 84.3 %, F1-мера 87.9 %.

- При проверке модели на независимом датасете была получена общая точность 85.9 %. Для класса burst точность составила 87.4 %, полнота 83.9 %, F1-мера 85.6 %.

- На том же датасете пороговый детектор показал общую точность 68.2 %. Несмотря на полноту обнаружения класса burst 99.2 %, точность составила только 61.2 %, что связано с большим числом ложных срабатываний.

- Таким образом, пороговый детектор хорошо обнаруживает большую часть импульсных событий, но его качество сильно зависит от выбранного порога и структуры конкретного набора данных. На старом датасете он дал 223 ложных срабатывания, тогда как модель 1D CNN – только 43.

- Модель 1D CNN показала более устойчивое качество на разных наборах данных и обеспечила более сбалансированное соотношение точности и полноты. Это позволяет рассматривать её как основной метод автоматического детектирования на текущем этапе работы.

Для наглядной оценки качества классификации была построена гистограмма распределения исходов на независимом наборе данных, включающем 710 размеченных фрагментов: 355 фрагментов с импульсным событием и 355 фрагментов без выраженного события.

Для модели 1D CNN к классу burst было отнесено 341 фрагмент, из которых 298 действительно содержали событие, а 43 являлись ложными срабатываниями. К классу no_burst модель отнесла 369 фрагментов, из

которых 312 были классифицированы верно, а 57 событий были пропущены.

Пороговый детектор на той же выборке отнёс к классу burst 575 фрагментов. Из них 352 действительно содержали событие, однако 223 фрагмента оказались ложными срабатываниями. При этом детектор пропустил только 3 события, что указывает на очень высокую полноту обнаружения, но достигается она за счёт значительного увеличения числа ложного срабатывания.

Таким образом, гистограмма показывает различие в характере ошибок двух методов. Пороговый детектор практически не пропускает импульсные события, но часто ошибочно относит фоновые фрагменты к классу burst. Модель 1D CNN пропускает больше событий, однако существенно снижает число ложных срабатываний и обеспечивает более сбалансированное распределение результатов классификации.

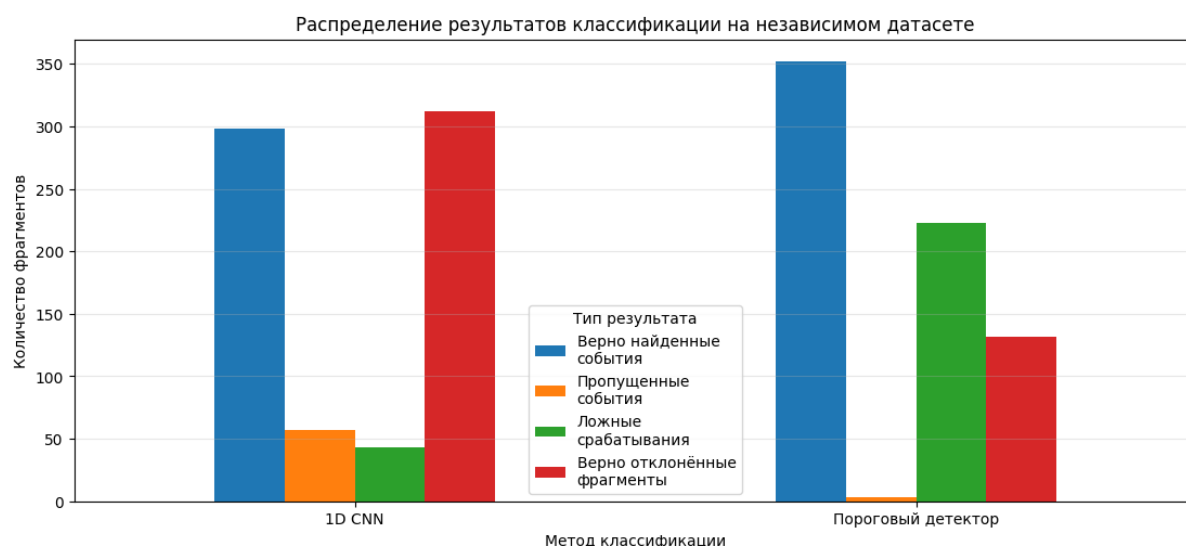


Рисунок 3. Распределение результатов классификации на независимом датасете для модели 1D CNN и порогового детектора

Реализация системы автоматической регистрации событий

Разработанная система внедрена в контур обработки данных СДВ-приёмника, выполняющего непрерывную запись сырых отсчётов АЦП. Каждый файл автоматически разбивается на временные фрагменты и анализируется моделью 1D CNN для обнаружения атмосфериков по каналам NS и WE. Для найденных событий фиксируются время записи, уровень сигнала, канал и количество событий в файле. На основе этих данных формируется таблица и сводная статистика, а пустые записи исключаются из дальнейшей обработки. Затем данные передаются на модель распознавания вистлеров, что позволяет одновременно накапливать статистику атмосфериков и выполнять автоматический поиск вистлеров в непрерывном потоке наблюдений [5].

Заключение

В ходе данной работы был разработан и протестирован подход к автоматическому обнаружению атмосфериков в данных СДВ-приёмника. Были подготовлены обучающие выборки на основе временных фрагментов и спектрограмм, выполнена ручная и полуавтоматическая разметка данных, а также проведено сравнение порогового детектора и нейросетевой модели.

Показано, что пороговый детектор может использоваться как простой базовый метод и инструмент предварительной разметки, однако его качество существенно зависит от выбранного порога и характеристик конкретной записи. Обученная модель по огибающей мощности продемонстрировала более устойчивое качество классификации и позволила снизить число ложных срабатываний по сравнению с пороговым подходом. На расширенном тестовом наборе модель достигла точности около 90 %, а при проверке на независимом ранее подготовленном наборе данных сохранила точность около 86 %.

Полученные результаты подтверждают перспективность применения сверточных нейронных сетей для автоматического анализа широкополосных СДВ-записей. Разработанный подход может быть использован в составе системы непрерывной регистрации событий, обеспечивающей подсчёт атмосфериков, накопление статистики по каналам NS и WE, а также последующую передачу данных на модель распознавания вистлеров. Это создаёт основу для построения программного комплекса автоматической обработки и классификации данных СДВ-приёмников в режиме, близком к реальному времени.

Список литературы

1. Полетаев А.С. Когерентное детектирование СДВ радиосигналов, распространяющихся в волноводе Земля-Ионосфера: дис. ...канд. физ.-мат. наук: 01.04.03 / Полетаев Александр Сергеевич. – И., 2019. – 38-39 с.
2. Малкин Е. Аппаратно-программный комплекс и методика наблюдений ОНЧ-излучений на Камчатке / Е. Малкин, Г. И. Дружин // Вестник КРАУНЦ. Физико-математические науки. – 2025. – Т. 51, № 2. – С. 122–141.
3. Шумков Д. В. Применение сверточных нейронных сетей для технического распознавания объектов в интересах радиомониторинга / Д. В. Шумков, И. В. Титков, П. А. Гулевич // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2025. – № 2. – С. 289–298.
4. Осипов О. А. Применение свёрточных нейронных сетей для автоматического распознавания модуляций радиосигналов // Вестник науки. – 2025. – Т. 4, № 11 (92). – С. 917–926.
5. Грудинин С. С. Автоматическое распознавание свистящих атмосфериков с применением метода машинного обучения / С. С. Грудинин, А. С. Полетаев // Современные проблемы радиоэлектроники и связи : материалы XVI Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых (с междунар. участием), г. Иркутск, 6 мая 2024 г. – Иркутск : Изд-во ИРНИТУ, 2024. – С. 138–143.

Веб-система мониторинга СДВ-сигналов: от традиционных проблем к современному решению

Милостивая М.В., Полетаев А.С., Ишин А.Б.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия

Milostivaymila@gmail.com, sardaukar9@yandex.ru, ishin.artem@yandex.ru

В данном докладе рассматривается создание веб-ориентированного комплекса для долговременного мониторинга сигналов сверхдлинноволновых (СДВ) передатчиков, позволяющего решить проблемы удалённого сбора данных, визуализации в реальном времени и анализа спектральных вариаций.

Введение

Сверхдлинные волны (СДВ, 3–30 кГц) являются уникальным инструментом дистанционной диагностики нижней ионосферы – области, которая определяет условия распространения радиоволн и активно взаимодействует с космической погодой. Регулярный приём сигналов навигационных и связных ОНЧ-передатчиков позволяет отслеживать изменения электронной концентрации в D-слое, фиксировать солнечные вспышки, магнитные бури, грозовую активность и даже предвестники землетрясений. Однако организация долговременного непрерывного сбора данных традиционными методами всегда была сопряжена с серьёзными трудностями.

В статье описывается современный веб-ориентированный комплекс мониторинга СДВ-сигналов, который решает проблемы удалённого доступа, обеспечивает визуализацию в реальном времени и предоставляет удобный инструмент для анализа спектральных и амплитудных вариаций. Также кратко излагаются физические основы распространения СДВ-волн и методы выделения информации о состоянии ионосферы.

Материалы и методы

Физические основы: волновод Земля–ионосфера. Распространение радиоволн СДВ-диапазона описывается моделью сферического волновода, нижней стенкой которого служит проводящая поверхность Земли, а верхней – ионосфера. Днём отражение происходит от D-слоя (высота ≈ 60 –85 км), ночью – от E-слоя (≈ 95 –120 км). В результате эффективная высота волновода меняется, что приводит к суточным вариациям фазы и амплитуды принимаемого сигнала. Многомодовость распространения создаёт интерференционные минимумы и максимумы, особенно заметные на рассвете и закате [1, 2].

Источники зондирующих сигналов. Для мониторинга используются существующие навигационные и связные ОНЧ-передатчики в полосе 16–28 кГц с модуляцией MSK/GMSK. Эти сигналы обладают непрерывной фазой,

что позволяет применять когерентные методы демодуляции и точно оценивать вариации задержки, вызванные ионосферными возмущениями.

Традиционные проблемы сбора данных. До недавнего времени сбор экспериментальных данных осуществлялся двумя способами:

- Периодические выезды – каждые полгода оператор физически приезжал на удалённую станцию, скачивал накопленные файлы и очищал хранилище. Это требовало командировок, не позволяло оперативно реагировать на сбои и приводило к потере данных при отказе накопителя.

- Удалённый доступ через RDP/VPN – теоретически позволял подключаться к компьютеру станции из лаборатории, но на практике скорость доступа была крайне низкой (десятки КБ/с), нагрузка на компьютер станции резко возрастала, а сервисы (TeamViewer, AnyDesk) либо ушли из России, либо стали платными.

Предложенное решение: веб-сервер на C++. Для преодоления указанных ограничений был разработан специализированный веб-сервер, работающий непосредственно на компьютере измерительной станции. Ключевые особенности:

- сервер написан на C++, Java с использованием легковесных библиотек `httplib` (HTTP) и `nlohmann/json` (обмен данными);

- веб-интерфейс – статическая HTML-страница, генерируемая сервером «на лету»;

- клиент обращается к серверу через стандартный браузер – не требуется дополнительного ПО или платных подписок;

- передача данных – сжатый JSON-поток, минимизирующий загрузку канала;

- обеспечивается выдача осциллограмм и спектров, а также изменение параметров захвата (частота дискретизации, количество отсчётов, выбор станции).

Все данные генерируются в реальном времени на стороне сервера на основе последних измерений. Не используются сторонние веб-сервисы (за исключением `Chart.js` для графиков – может быть заменён локальной версией). Система бесплатна в эксплуатации, доступна из любого места с Интернетом и не создаёт дополнительной нагрузки на компьютер станции, так как обработка и передача происходят только по запросу (рис. 1).

Результаты

Архитектура измерительного комплекса. Реальный измерительный комплекс строится по следующей схеме:

1. Приём. Ортогональные рамочные антенны (чувствительность $\approx 0,1 - 1 \text{ фТл}/\sqrt{\text{Гц}}$) + предварительные усилители (KP538УН3А).

2. Фильтрация и оцифровка. Аналоговый антиалиасинговый фильтр (16–28 кГц) и 14-разрядный АЦП с частотой до 200 кГц (например, модуль E14-140-M-D L-Card).

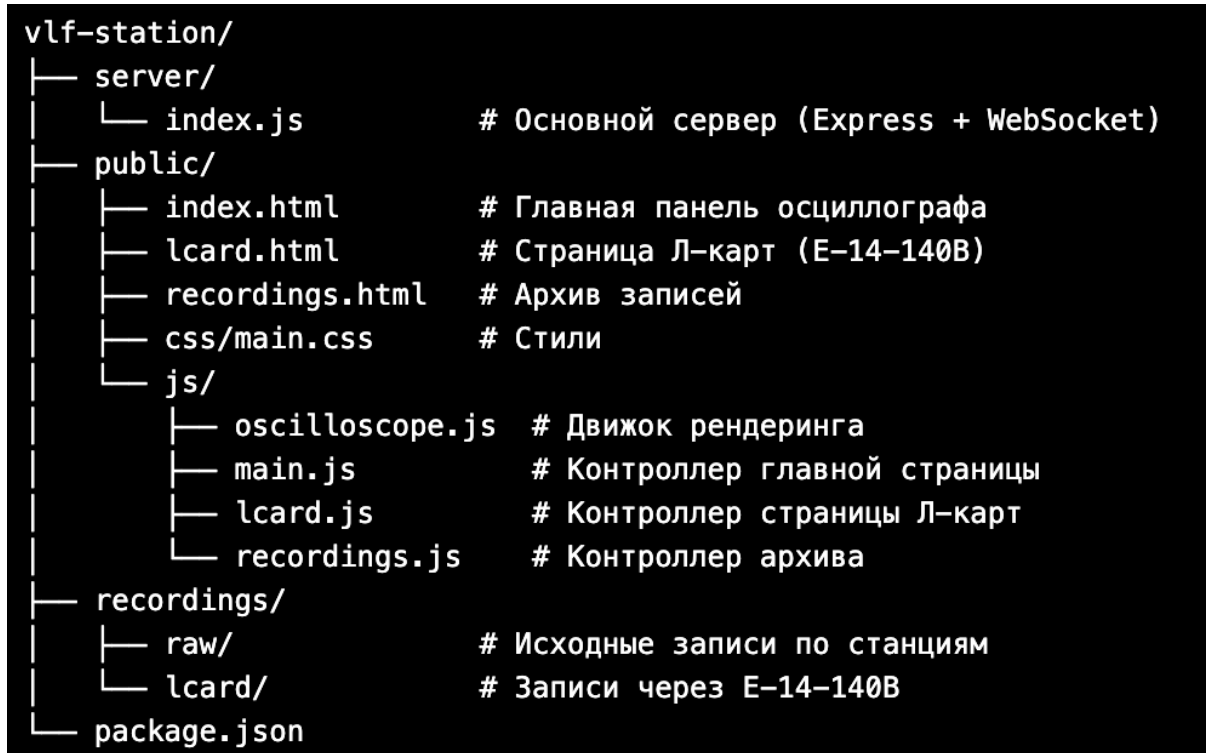


Рисунок 1. Структура проекта

3. Синхронизация. GPS/ГЛОНАСС (джиттер <100 нс) для привязки к UTC и когерентности измерений.

4. Цифровая демодуляция. Метод отдельного когерентного детектирования для MSK/GMSK, позволяющий извлекать дрейф фазы $\theta(t)$.

5. Спектральный анализ. FFT для построения частотно-временных спектрограмм.

Программная реализация веб-сервера. Код сервера интегрирован непосредственно в прикладную программу сбора данных. В разработанной версии реализована симуляция сигналов 8 станций (табл. 1) с возможностью выбора несущей частоты, битрейта и добавлением дробового шума. Для спектрального анализа используется быстрое преобразование Фурье. На веб-странице отображаются одновременно осциллограммы двух каналов (например, север-юг и запад-восток) и их амплитудные спектры.

Таблица 1

Перечень моделируемых СДВ-станций

Название станции	Идентификатор	Несущая частота, кГц
Kolsa, Norway	JXN	16.4
Mokpo, South Korea	MKP	24.1
North West Cape, Australia	GQD	19.58
Rosnay, France	HCU	21.4
Lualualei, Hawaii	JJI	22.2

продолжение таблицы 1

Название станции	Идентификатор	Несущая частота, кГц
Ebino, Japan	DHO38	23.4
Vijayanaryana, India	VTX4	19.2
Befa, Turkey	TTB	26.7
Sainte-Assise, France	FTA	20.9
Rhauderfehn, Germany	DHO	23.4

Примеры физических эффектов в данных. На реальных записях чётко видны: суточный ход – ночью амплитуда выше, фаза больше; на рассвете – провалы из-за интерференции мод; солнечные вспышки – рентгеновское излучение ионизирует D-слой, фаза резко уменьшается, амплитуда может расти или падать; магнитные бури – инжекция протонов вызывает аномальное поглощение или усиление сигнала (например, для DHO – ночной рост, для FTA – подавление); грозовые вистлеры – свистящий атмосферик вызывает кратковременный «спазм» амплитуды (ранний эффект Тримпи).

Все эти явления успешно регистрируются с помощью описанного комплекса.

Клиентская часть организована как набор самостоятельных HTML-страниц, каждая из которых отвечает за конкретный аспект мониторинга. Такая архитектура позволяет одновременно держать открытыми несколько вкладок браузера – например, осциллограф станции DHO и суточный RMS-график станции HWU – без конфликтов WebSocket-соединений, поскольку каждая вкладка устанавливает собственное соединение с сервером. Вид веб-сервиса для пользователя показан на рисунке 2.

Таблица 2

Страницы веб-интерфейса мониторингового комплекса

Страница	Назначение	Ключевые элементы
Главная панель	Осциллограф двух каналов, параметры АЦП	Выбор станции, масштабирование X/Y, режим суммы, шкала дБ
Преобразования Л-карт	Работа с устройством E-14-140B	Подключение USB, настройка порта, синхронизация
Монитор каналов	Расширенный просмотр: осциллограмма, спектр, RMS за час	Переключение режимов, модальное окно истории, панорама/зум

Страница	Назначение	Ключевые элементы
Записи	Архив 5-минутных файлов за 30 суток	Фильтрация по типу/станции/дате, скачивание JSON
RMS за сутки	Суточный тренд амплитуды каждой станции	Live-режим, статистика мин/макс/ср., масштабирование

Для рендеринга осциллограмм и спектрограмм используется собственный движок на базе Canvas API (oscilloscope.js) без привлечения сторонних библиотек построения графиков. Это устраняет зависимость от внешних CDN и снижает суммарный объём клиентского кода до ~40 КБ, что критично при работе через мобильные сети с ограниченной пропускной способностью [3].

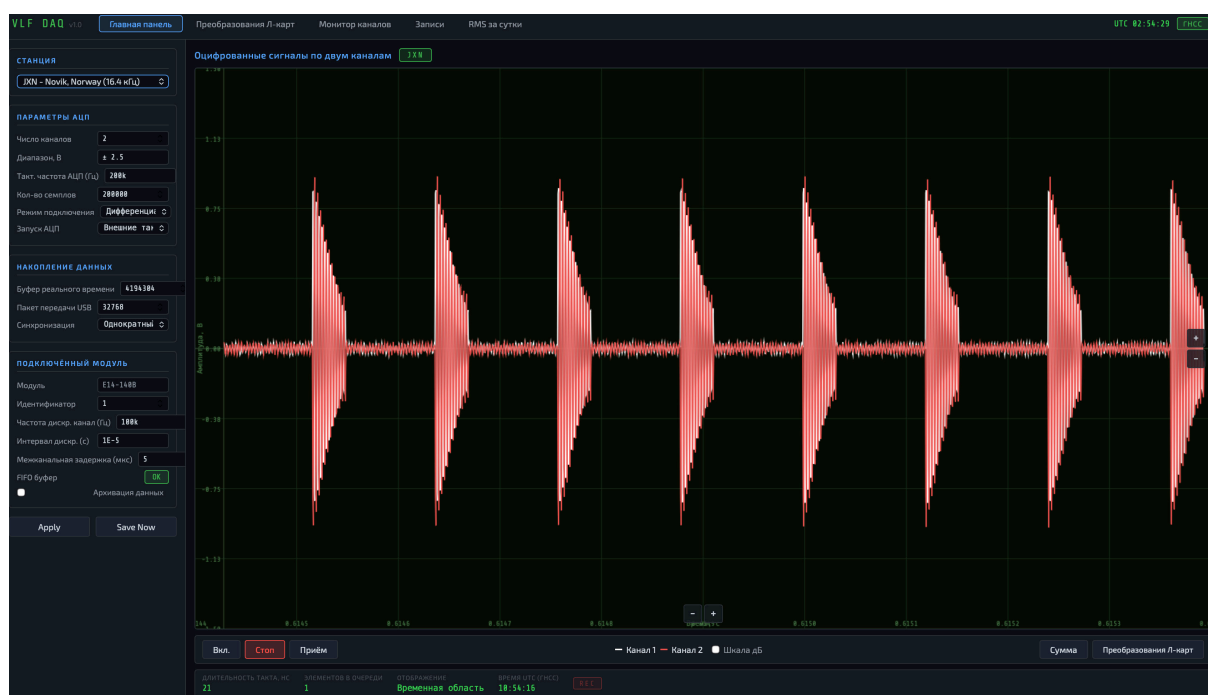


Рисунок 2. Интерфейс веб-сервиса и пример отображения сигнала

Экспериментальная проверка

Созданный веб-сервер был развёрнут на компьютере измерительной станции и протестирован в условиях, имитирующих реальный удалённый доступ. Проверялись следующие сценарии:

- подключение из внешней сети через браузер без установки дополнительного ПО;
- одновременное отображение осциллограмм и спектров для двух каналов;

- изменение параметров захвата (частота дискретизации, количество отсчётов) и выбор другой станции без остановки записи;
- передача данных в формате JSON для последующей обработки.

Тестирование показало, что задержка между запросом и отображением данных не превышает 1 секунды, а нагрузка на центральный процессор станции при работе одного клиента составляет менее 5% от штатного сбора. В отличие от RDP/VPN, передача сжатых спектральных данных занимает не более 100 КБ на одно обновление, что позволяет работать даже через мобильные сети.

Значение и перспективы. Система позволяет:

- просматривать текущие осциллограммы и спектры в реальном времени;
- изменять параметры захвата без остановки записи;
- удалённо выбирать станцию приёма;
- получать данные в машиночитаемом формате (JSON) для дальнейшей обработки (сравнение с моделями IRI, поиск аномалий).

В дальнейшем планируется интегрировать веб-интерфейс с базой данных для построения долговременных трендов, добавить автоматический детектор грозových вспышек и реализовать модуль прогноза возмущений ионосферы (по аналогии с системой AWESOME).

Заключение

Разработанный веб-сервер на C++ представляет собой успешное решение проблемы удалённого сбора и визуализации научных данных. Сочетание простоты использования (браузер), низкой стоимости (собственная реализация) и высокой функциональности (гибкая настройка параметров) делает его идеальным инструментом для долговременного мониторинга нижней ионосферы по сигналам СДВ-диапазона. Описанные физические принципы и методы обработки сигналов подтверждаются многолетними наблюдениями и позволяют использовать получаемые данные как для фундаментальных исследований (солнечно-земные связи, сейсмо-ионосферные эффекты), так и для прикладных задач (прогноз космической погоды, грозопеленгация).

Список литературы

1. Полетаев А.С. Когерентное детектирование СДВ радиосигналов, распространяющихся в волноводе Земля–ионосфера: дис. ... канд. физ.-мат. наук. – Иркутск, 2019. – 145 с.
2. Галочкин В.А. Устройства приема и обработки сигналов: конспект лекций. – Самара: ПГУТИ, 2011. – 112 с.
3. L-Card. Программируемый измерительный модуль E14-140-M-D. Техническое описание. – М.: L-Card, 2022. – 32 с.

Анализ эффектов грозовых разрядов в параметрах верхней атмосферы по спутниковым данным

Белянинов М.О.¹, Едемский И.К.²

1 – Иркутский национальный исследовательский технический университет, Иркутск, Россия

2 – Институт солнечно-земной физики СО РАН, Иркутск, Россия
maks.belyaninov2002@mail.ru, ilya@iszf.irk.ru

В данном исследовании проведён анализ связи грозовой активности с вариациями температуры и скорости нейтрального ветра в верхней атмосфере. Для анализа использовались данные сети грозопеленгаторов «Верея-МР» и спутника TIMED (приборы SABER и TIDI) за 2012–2018 годы. В результатах показано, что усреднение вертикальных профилей температуры по всем событиям не выявило значимого эффекта; локальные нагревы в области грозового кластера на 10–25 км вероятнее всего определяются наличием высокой облачности. Обнаружен единичный случай повышения температуры до ~500 К на 105–110 км, источником которого, как мы предполагаем, является гигантский джет или спрайт. По данным TIDI выявлена корреляция мощности гроз со скоростью ветра.

Введение

Современная физика атмосферы уделяет всё больше внимания изучению взаимосвязей между различными слоями атмосферы и их влиянием на функционирование технических систем. Грозовая активность является одним из наиболее мощных источников атмосферных возмущений: электрические разряды генерируют акустические и внутренние гравитационные волны, а также электромагнитное излучение широкого спектра, способные достигать мезосферы и нижней термосферы (MLT, ~60–120 км) [1, 2]. Диссипация этих волн может вызывать локальные изменения температуры и плотности, а также плазменные возмущения в ионосфере, влияющие на распространение радиоволн [3].

Особый интерес представляют гигантские джеты и спрайты – крупномасштабные электрические разряды, распространяющиеся из грозовых облаков в верхние слои атмосферы на высоты до 100 км [4]. Такие события редки, но способны вызывать экстремальные локальные возмущения. На данный момент механизмы влияния грозовой активности на верхнюю атмосферу до конца не изучены, а количественные оценки этого влияния остаются предметом дискуссий.

С практической точки зрения, изменения параметров верхней атмосферы напрямую затрагивают условия распространения радиоволн: вариации электронной концентрации в D- и E-слоях ионосферы модулируют поглощение и фазовую задержку сигналов СДВ- и ДВ-диапазонов, используемых в системах дальней навигации и связи, а быстрые локальные возмущения от спрайтов и джетов способны создавать импульсные помехи, ухудшающие качество спутниковых каналов.

Актуальность задачи подчёркивается растущей зависимостью критической инфраструктуры (связь, навигация, мониторинг) от стабильности ионосферных радиоканалов.

Цель данного исследования – количественная оценка вариаций температуры и скорости нейтрального ветра в верхней атмосфере в районах грозowych кластеров и анализ возможной связи этих вариаций с грозовой активностью. Для этого используются данные российской сети грозопеленгаторов «Верея-МР» [5] и спутниковые измерения приборов SABER (температура) и TIDI (ветер) на борту спутника TIMED (NASA) [6, 7]. Такой подход позволяет формировать выборки совпадений по строгим пространственно-временным критериям и проводить поиск как статистических закономерностей, так и единичных экстремальных событий на многолетнем архиве.

Данные

Грозопеленгационная сеть «Верея-МР». Использованы архивы данных сети за 2012–2018 гг. Каждый файл содержит информацию о дате и времени разряда, его координатах, амплитуде с указанием полярности, номере кластера, к которому отнесен данный разряд, а также параметре со служебной информацией [8].

Спутниковые данные TIMED/SABER. Радиометр SABER выполняет лимбовое сканирование в инфракрасном диапазоне и восстанавливает вертикальные профили кинетической температуры на высотах ~12–110 км по эмиссии CO₂ [6]. Использовались файлы уровня L2A версии 2.0 с улучшенными алгоритмами калибровки. Для каждого зафиксированного совпадения со спутником извлекался полный профиль температуры во временном окне ± 15 мин относительно момента входа спутника в область грозового кластера.

Спутниковые данные TIMED/TIDI. Доплеровский интерферометр Фабри-Перо TIDI измеряет зональную и меридиональную компоненты нейтрального ветра на высотах 60–120 км по доплеровскому сдвигу вращательных линий молекулярного кислорода O₂ (полоса P9, 763,78 нм) [7]. Вертикальное разрешение составляет ~2 км на нижних высотах, точность измерений – около 3 м/с. Использовались файлы версий R01, R02 или R03 с автоматическим выбором наилучшей доступной версии для каждого дня. Для анализа рассчитывалась полная скорость ветра как корень из суммы квадратов двух компонент.

Методика

Автоматизированная обработка выполнялась на языке Python с использованием библиотек NumPy, pandas, xarray, netCDF4, matplotlib, cartopy и PySolar. Для автоматической загрузки спутниковых данных с серверов NASA применялась библиотека requests.

Основные этапы включали:

1. Предобработку данных «Верёя-МР»: чтение исходных файлов формата .prz, преобразование в формат HDF со сжатием, удаление служебного параметра tail и записей с нулевым номером кластера (некатегоризованные разряды). Итоговый выигрыш по объёму составил 67,8%. Для каждого кластера рассчитывались длительность, число разрядов и покрываемая площадь, также выполнялась визуализация пространственного распределения разрядов.

2. Адаптивное уточнение области кластера. Для крупных кластеров ($N > 5$) применялась функция, отбрасывающая удалённые единичные разряды (отбрасывалось по 5% крайних значений широты и долготы с каждой стороны). Для малых кластеров (1–5 разрядов) использовался алгоритм выделения плотного скопления на основе поиска ближайших пар; для одиночных разрядов задавалась минимальная область 10×10 км. Таким образом, для каждого кластера формировалась прямоугольная зона максимальной грозовой активности («ядро»).

3. Автоматизированное скачивание файлов SABER и TIDI с сервера миссии NASA [9, 10] с выбором наилучшей версии.

4. Поиск совпадений. Для каждого дня независимо анализировались файлы SABER и TIDI. Совпадение фиксировалось, если точка привязки измерений прибора входила в рассчитанную область ядра кластера в интервале ± 15 мин относительно времени разряда в данном ядре. Для каждой найденной пары «кластер–пролёт» сохранялись: номер кластера, имя файла спутника, время совпадения, координаты спутника и границы кластера, время и амплитуда последнего разряда перед попаданием, а также число и суммарная мощность разрядов за 15 мин до попадания и за весь период.

5. Построение и анализ профилей. Для каждого совпадения строились вертикальные профили температуры/ветра в расширенном (90–120 мин, весь пролёт) и детальном (30 мин) временных окнах. На картах отображаются траектория измерений спутника, зона кластера, положения Солнца и терминатора, мощность последнего разряда, а также медианные значения температуры для трёх высотных диапазонов: 10–25 км, 20–70 км и 90–110 км.

6. Усреднение температурных профилей по всем событиям. Для исключения субъективности визуального отбора все 486 совпадений были сведены в единую выборку относительно момента попадания спутника в зону кластера. Для каждого момента времени в интервале ± 10 точек измерений рассчитывались средний и медианный профили температуры во всём диапазоне высот.

7. Статистический анализ ветра. Для каждого совпадения по данным TIDI в таблицу записывались основные характеристики кластера (мощность разрядов, их количество, длительность) и соответствующий профиль

скорости ветра. По этим данным построены тепловые карты, показывающие зависимость медианной скорости ветра от параметров грозы на высотах 60–120 км.

Результаты

Температурные эффекты. На рисунке 1 представлен медианный профиль температуры, усреднённый по всем событиям относительно момента попадания спутника в зону кластера (пунктирная линия). Ни на одном из высотных уровней не наблюдается статистически значимого отклонения температуры от фоновых значений.

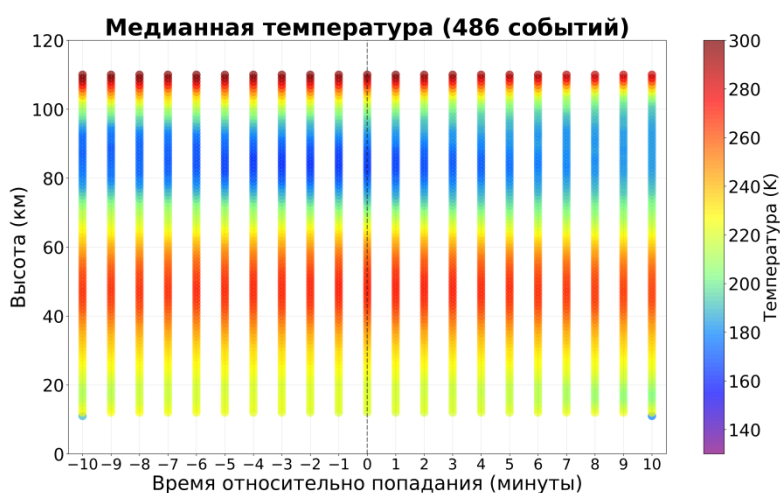


Рисунок 1. Профиль температуры, усреднённый по 486 событиям

Таким образом, систематического нагрева или охлаждения атмосферы, вызванного обычной грозовой активностью, в диапазоне 12–110 км не обнаружено.

Небольшое повышение медианной температуры (на 1–2 К) на высотах 10–25 км при пролёте спутника над областью грозового кластера, выявленное в 9 случаях при визуальном просмотре, было сопоставлено с картами высоты верхней границы облачности. Пример такого сопоставления приведён на рисунках 2, 3. Соответствующие данные получены с ресурса NASA Worldview [11] по измерениям прибора MODIS (спутник Terra). MODIS (Moderate Resolution Imaging Spectroradiometer) – 36-канальный спектрорадиометр с шириной полосы обзора 2330 км, установленный на спутниках Terra и Aqua, позволяющий восстанавливать высоту верхней границы облаков и другие параметры облачности практически ежедневно для всей поверхности Земли [12].

На рисунке 2 слева представлены вертикальные профили температуры для всего пролёта спутника (верхний график) и для 15-минутного интервала вокруг момента попадания в зону кластера (нижний график). Цвет точек соответствует значению температуры согласно цветовой шкале. Справа приведены карты пролёта: глобальная (весь пролёт,

~90–120 мин) и детальная (15-минутное окно). Цветные круги на картах обозначают точки измерений прибора SABER; цвет круга соответствует медианной температуре в слое 10–25 км для данного момента времени. Серой пунктирной линией на профилях отмечен момент входа спутника в область кластера, чёрной сплошной – время ближайшего грозового разряда. Последний разряд перед попаданием спутника обозначен цветным треугольником на детальной карте. Цвет соответствует мощности разряда согласно цветовой шкале, расположенной справа карты.

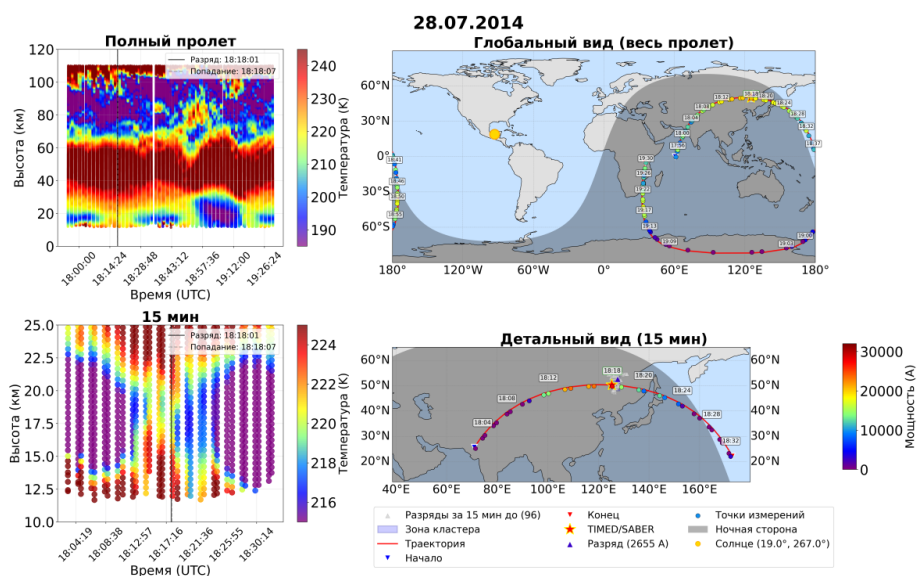


Рисунок 2. Вертикальные профили температуры и карты пролёта спутника для кластера № 10476 (28.07.2014)

На рисунке 3 представлена карта высоты верхней границы облачности для того же случая по данным MODIS.

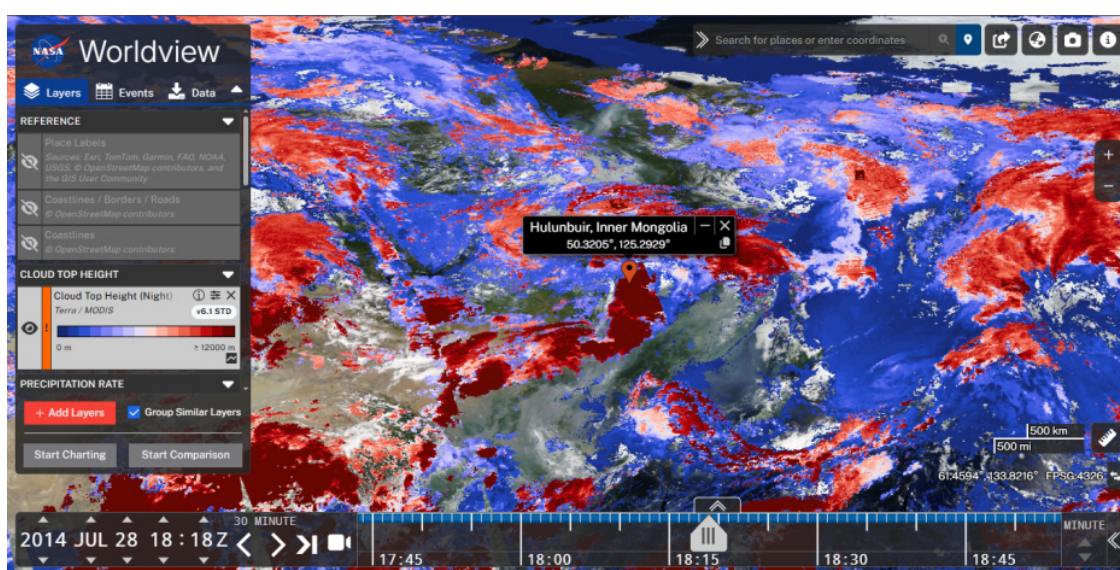


Рисунок 3. Карта высоты верхней границы облачности по данным MODIS (NASA Worldview) для кластера № 10476 (28.07.2014)

Во всех рассмотренных случаях в момент пролёта спутника в области кластера прибор MODIS фиксировал облачность с верхней границей выше 12 км (рис. 3). Проверка дней со схожей облачной обстановкой, но при отсутствии грозовой активности, показала присутствие такого же нагрева. Это позволяет интерпретировать наблюдаемый эффект как результат выделения скрытой теплоты конденсации в мощной облачности, а не как прямое следствие грозовых разрядов.

Единственный яркий температурный сигнал зарегистрирован для кластера № 162 16 июля 2012 г. На рисунке 4 показано, что на высотах 105–110 км кинетическая температура возросла до ~500 К в момент пролёта спутника над областью кластера. При анализе той же пространственной области в дни, когда грозовая активность отсутствовала, подобный аномальный нагрев не наблюдался, и температура не превышала 270–350 К.

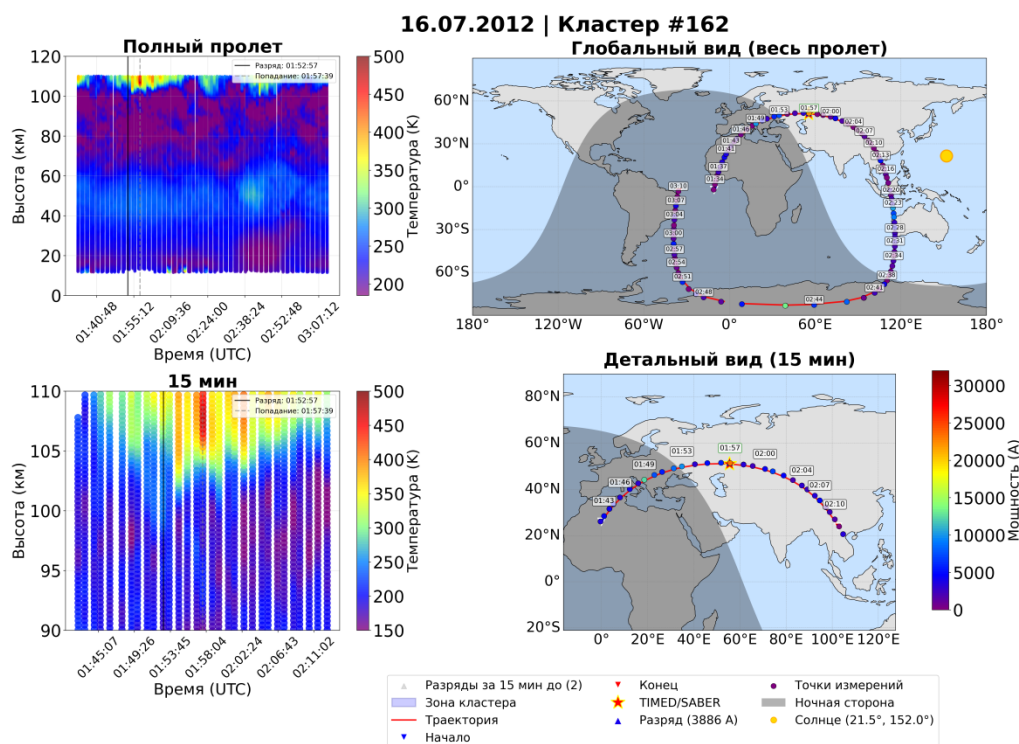


Рисунок 4. Вертикальные профили температуры и карты пролёта спутника для кластера № 162 (16.07.2012)

С учётом высоты и магнитуды эффекта, а также его пространственно-временной привязки к грозовому кластеру, наиболее вероятным объяснением представляется редкое явление гигантского джета или спрайта – восходящего электрического разряда, достигающего нижней термосферы. Подобный случай оказался единственным за весь период анализа, что согласуется с известными представлениями о редкости таких событий.

Динамические эффекты. Цветовые карты медианной скорости ветра в координатах «высота – параметр грозы» представлены на рисунке 5.

Наблюдается заметная корреляция между мощностными характеристиками гроз и скоростью нейтрального ветра на высотах 60–120 км.

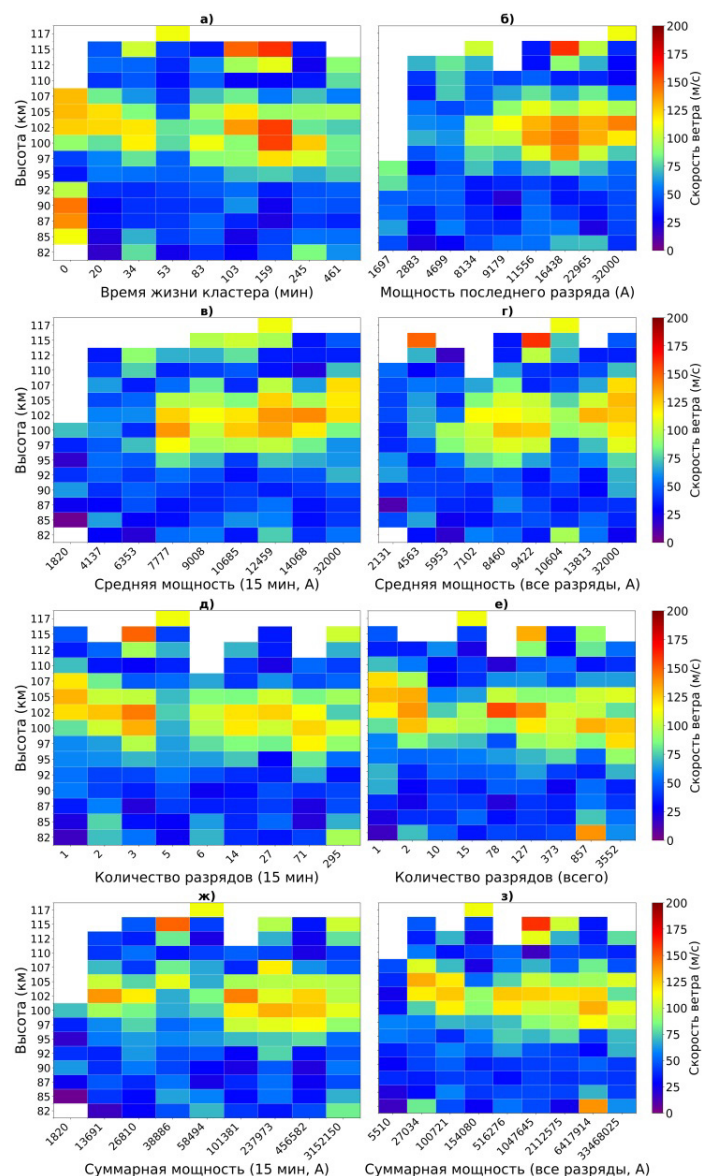


Рисунок 5. Цветовые карты зависимости медианной скорости ветра от различных параметров гроз

Наиболее выраженная связь наблюдается для параметров, связанных с мощностью разрядов (амплитуда последнего разряда перед попаданием, средняя мощность за 15 мин, средняя мощность всех разрядов кластера). Для таких характеристик, как общее количество разрядов и длительность кластера, корреляция выражена слабее.

С физической точки зрения, наблюдаемая корреляция может объясняться генерацией ВГВ мощными грозовыми кластерами и последующей диссипацией этих волн в верхней атмосфере с передачей импульса нейтральному ветру [2, 4]. Однако нельзя исключать совместное влияние крупномасштабных атмосферных процессов.

Заключение

Основными результатами работы являются: отсутствие статистически значимого систематического влияния обычных гроз на температуру верхней атмосферы; регистрация единичного случая экстремального нагрева нижней термосферы, с высокой вероятностью связанного с явлением гигантского джета или спрайта; демонстрация корреляции между мощностными параметрами гроз и скоростью нейтрального ветра.

Все разработанные программные коды выложены на GitHub [<https://github.com/Maksim-Belyaninov/thunder>] и могут быть использованы для дальнейшего накопления статистики для уверенного выявления и подтверждения событий, аналогичных зарегистрированному случаю нагрева на высотах 105–110 км.

Список литературы

1. Коломеец Л.И. Исследование взаимосвязи между грозовой активностью, температурой и составом атмосферы в глобальном и региональном масштабах: автореф. дис. ... канд. физ.-мат. наук. СПб., 2022. 24 с.
2. Борчевкина О.П., Бессараб Ф.С., Тимченко А.В., Карпов И.В. Волновая активность внутренних гравитационных волн в мезосфере и нижней термосфере в период метеорологического шторма // *Геомагнетизм и аэрономия*. 2024. Т. 64, № 4. С. 519–528.
3. Сорокин А.Г., Добрынин В.А. О методике исследования инфразвуковых волн от гроз // *Солнечно-земная физика*. 2022. Т. 8, № 1. 62 с.
4. Chen Q. et al. Satellite observations of gravity wave momentum flux in the mesosphere and lower thermosphere (MLT): feasibility and requirements // *Atmos. Meas. Tech*. 2022. Vol. 15. P. 7071–7103.
5. Московенко В.М., Знаменчиков Б.П., Золотарев С.В. Применение системы гронопеленгации «Верея-МР» в интересах электроэнергетики России // *НРЭ: Общие вопросы электроэнергетики*. 2012. № 2. С. 15–21.
6. IAA. SABER-TIMED. URL: <https://gapt.iaa.es/content/saber-timed> (дата обращения: 24.03.2026).
7. NASA. TIMED Doppler Interferometer (TIDI) Zonal and Meridional Winds at 60–180 km, Version 0307. URL: <https://data.nasa.gov/dataset/timed-timed-doppler-interferometer-tidi-zonal-and-meridional-winds-at-60-180-km-version-03> (дата обращения: 24.03.2026).
8. Ткачев И.Д., Васильев Р.В., Белоусова Е.П. Кластерный анализ молниевых разрядов по данным гронопеленгационной сети «Верея-МР». *Солнечно-земная физика*. 2021. Т. 7, № 4. С. 91–98. DOI: 10.12737/szf-74202109.
9. GATS Data Server. SABER Level 2A Data. Version 2.0. URL: https://data.gats-inc.com/saber/Version2_0/Level2A/ (дата обращения: 10.03.2026).
10. TIMED TIDI Vector Data Archive. URL: <https://cdaweb.gsfc.nasa.gov/pub/data/timed/tidi/vector/> (дата обращения: 10.03.2026).
11. NASA Worldview. URL: <https://worldview.earthdata.nasa.gov/> (дата обращения: 25.04.2026).
12. NASA. Terra: The EOS Flagship. MODIS Instrument. URL: <https://terra.nasa.gov/about/terra-instruments/modis> (дата обращения: 25.04.2026).

Оценка скорости изменения критической частоты F2 слоя по данным ЛЧМ-ионозонда в п. Торы (р. Бурятия) в январе 2024 года

Шерешков А.А.¹, Подлесный А.В.^{1,2}, Цедрик М.В.¹

1 – Институт солнечно-земной физики СО РАН, Иркутск, Россия

2 – Иркутский национальный исследовательский технический университет, Иркутск, Россия

lehastorm203@mail.ru, pav@mail.iszf.irk.ru, mark7cedrick@gmail.com

В работе на основе данных вертикального зондирования в п. Торы (Бурятия) исследуются особенности суточного хода критической частоты F2-слоя ионосферы за период с 1 по 16 января 2024 года. Анализ проводится с точки зрения оценки достоверности восстановления суточного хода при регистрации ионограмм со скважностью 5 и 15 минут. Приводятся результаты статистической обработки рядов данных.

Введение

Ионосфера – это часть верхней атмосферы Земли, простирающаяся от высоты приблизительно 50 км до высот порядка 1000 км, в которой атмосфера представляет собой частично ионизованный газ – плазму. Это та часть атмосферы, где электронная плотность достаточна, чтобы оказывать значительное влияние на распространение радиоволн. Существование ионосферы делает возможной радиосвязь на дальние расстояния. Структура и свойства ионосферы сильно меняются с высотой.

Ионозонды вертикального, наклонного и возвратно-наклонного зондирования (ВЗ, НЗ и ВНЗ) являются одним из наиболее эффективных средств диагностики ионосферы с многолетней историей развития [1, 2]. Описание ионозондов ВЗ различных конструкций с использованием цифровых технологий можно встретить, например, в работах: [3, 4, 5, 6, 7]. Одним из самых значительных отличий современных ионозондов от их предшественников является возможность работы в гораздо более частом режиме, чем стандартный режим с интервалом зондирования в 15 минут. Это существенно увеличивает объем получаемых данных и, одновременно, детальность описания процессов, происходящих в ионосфере. В данной работе используются данные ионозонда ВЗ ионосферы непрерывными ЛЧМ-сигналами, расположенного в п. Торы, р. Бурятия на территории геофизической обсерватории ИСЗФ СО РАН (51.8 с.ш., 103.1 в.д.).

Критическая частота F2-слоя один из самых важных описательных параметров состояния верхней ионосферы, критически важных для расчета максимальной применимой частоты радиолиний, оценки интегрального электронного содержания в ионосфере и коррекции различных моделей ионосферы и нейтральной атмосферы. Например, в работах [8, 9] основное внимание уделяется именно этому параметру. Значение критической частоты F2-слоя наиболее точно определяется с помощью ионозондов и

постоянно меняется в зависимости от времени суток, сезона, солнечной активности и геомагнитной обстановки. Несмотря на то, что значения критической частоты F2-слоя определяются уже много десятилетий, существует проблема того, что в определенные сезоны и время суток ее значения могут изменяться за интервал между зондированиями на десятки процентов. Что может вносить значительную неопределенность и большие погрешности при попытке получить из результатов измерений промежуточные значения или аппроксимировать их путем гармонического анализа. При этом, как представляется авторам, допустимые пределы изменения измеряемой величины не должны превышать 10% между измерениями, что часто не выполняется при интервале зондирования в 15 минут.

Целью данной работы является исследование скоростей изменения критических частот F2-слоя путем анализа рядов данных с пятиминутным разрешением.

Описание используемых данных

Для анализа был выбран ряд наблюдений ВЗ с 1 по 16 января 2024 года в п. Торы (р. Бурятия). Данные ЛЧМ-ионозонда за анализируемый период были обработаны в интерактивном режиме для получения значений foF2 с интервалом в 5 минут. На рисунке 1 представлены значения foF2 за весь анализируемый период.

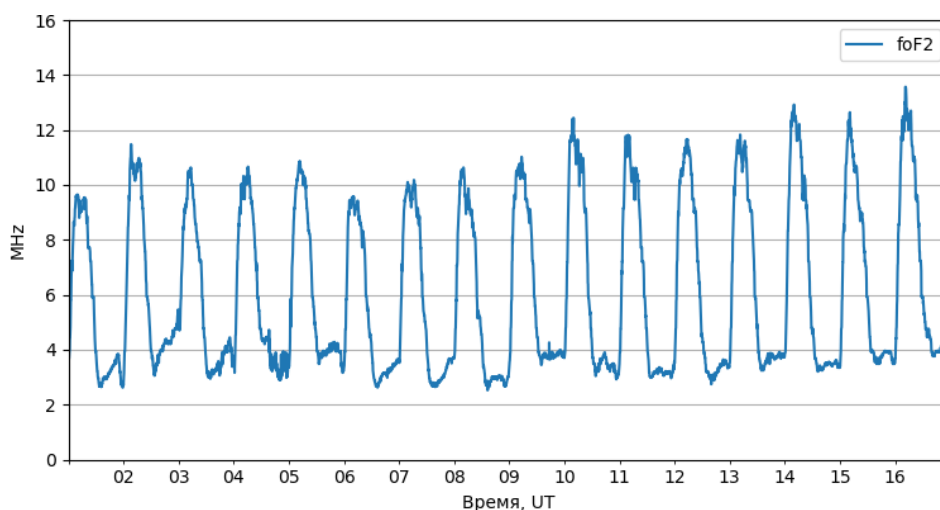


Рисунок 1. Зависимость критической частоты ионосферного F2-слоя от времени за период с 1 по 16 января 2024 года

Как видно, критическая частота F2-слоя имеет выраженный суточный ход: максимум значений наблюдается днем (от 9 до 15 МГц) и минимум — ночью (от 2 до 4 МГц). 2024 год характеризовался очень высокой солнечной активностью, поэтому наблюдается такое большое различие дневных и ночных значений foF2, которое обусловлено резким изменением уровня

ионизации (количества свободных электронов) под воздействием солнечного излучения.

Здесь и далее данные на графиках даны в шкале времени UT, которая отличается от LT на семь часов. Также из дальнейшего анализа скорости изменения f_oF2 были исключены данные за сутки 4 января 2024 года так, как в ночное время в этих сутках наблюдалось явление F-спреда, которое сделало невозможным достоверное определение критической частоты F2-слоя.

Оценка скорости изменения f_oF2

Перед проведением оценки скорости изменения f_oF2 имеет смысл предварительно проанализировать суточный ход данной величины. На рисунке 2 показаны усредненные, максимальные и минимальные значения f_oF2 взятые с интервалом 5 минут за период с 1 по 16 января 2024 года.

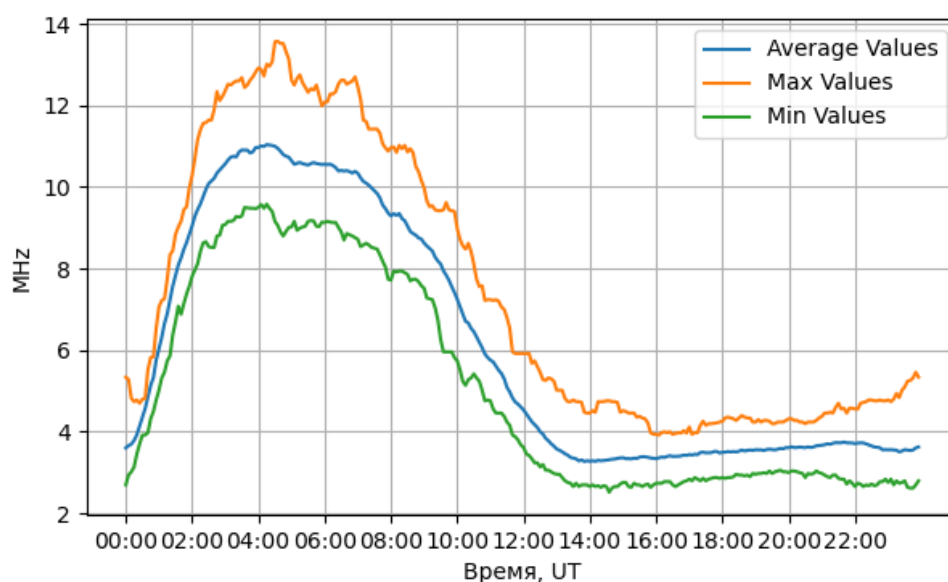


Рисунок 2. Средний суточный ход частоты f_oF2 (синим), максимальные значения f_oF2 (оранжевым) и минимальные значения f_oF2 (зеленым) за период с 1 по 16 января 2024 года

Для построения данного графика брались значения частот в одно и то же время суток и находили между ними средние, максимальные и минимальные значения. Видно, что наибольшая скорость изменения ожидается утром и вечером. Причем утром скорость нарастания f_oF2 явно выше, чем вечером.

Для оценки скорости изменения f_oF2 между интервалами зондирования были рассчитаны модули разности частот f_oF2 для соседних точек с шагом в 5 и 15 минут. На рисунке 3 показаны усредненные, максимальные и минимальные значения разностей частот f_oF2 с интервалом 15 минут за период с 1 по 16 января 2024 года.

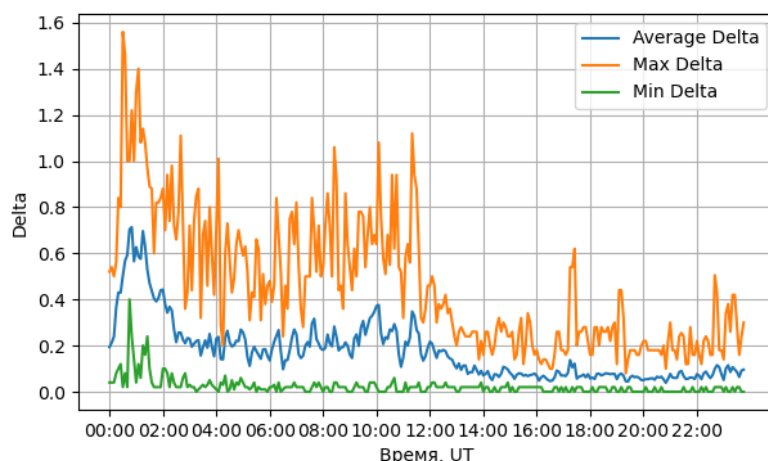


Рисунок 3. Максимальные изменения частоты ионосферного F2-слоя (оранжевым), усредненные (синим) и минимальные (зеленым) в промежутках по 15 минут

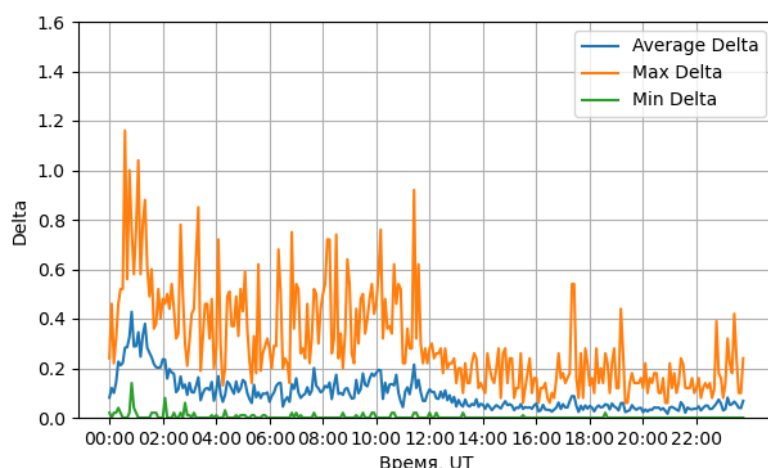


Рисунок 4. Максимальные (оранжевым), усредненные (синим) и минимальные (зеленым) изменения частоты ионосферного F2-слоя (оранжевым), усредненные (синим) и минимальные (зеленым) в промежутках по 5 минут

Для сравнения на рисунке 4 показаны усредненные, максимальные и минимальные значения изменения критической частоты ионосферного F2-слоя с интервалом зондирования 5 минут. Видно, что на графике, который строился со значениями изменения частоты с шагом в 15 минут максимальное изменение частоты равно примерно 1.6 МГц, а на графике с шагом в 5 минут эта же максимальная разница равна примерно 1.2 МГц. Видно, что днем значения разностей частот выше, чем ночью с выраженным пиком утром.

Для оценки адекватности интервалов между зондированиями нагляднее будет построить значения относительного изменения частоты ионосферного F2-слоя. На рисунке 5 показаны усредненные, максимальные и минимальные значения относительного изменения частоты ионосферного F2-слоя в промежутках по 15 минут за период с 1 по 16 января 2024 года.

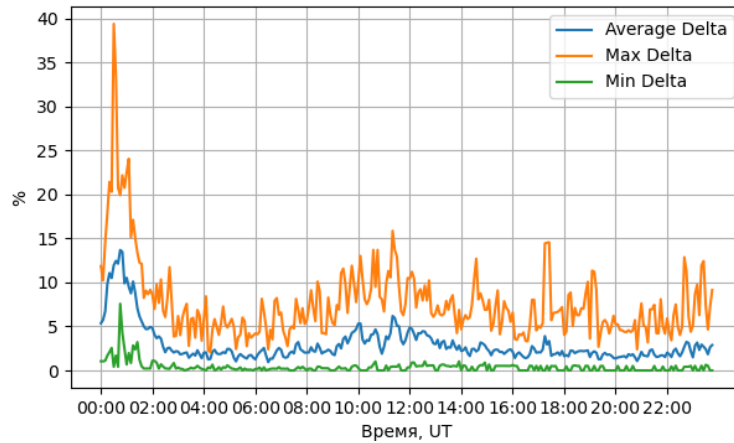


Рисунок 5. Относительные изменения максимальных (оранжевым), усредненных (синим) и минимальных (зеленым) частот ионосферного F2-слоя в промежутках по 15 минут

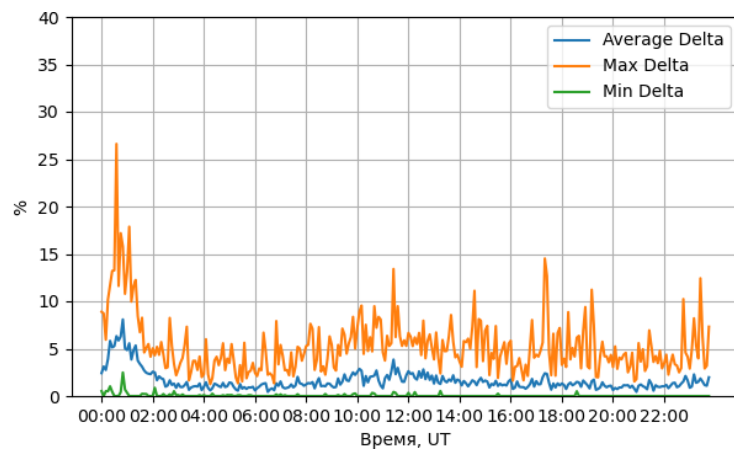


Рисунок 6. Относительные изменения максимальных (оранжевым), усредненных (синим) и минимальных (зеленым) частот ионосферного F2-слоя в промежутках по 5 минут

На рисунке 6 приведены усредненные, максимальные и минимальные значения относительного изменения частоты ионосферного F2-слоя с шагом 5 минут за период с 1 по 16 января 2024 года.

На рисунках видно, что максимальная скорость изменения критических частот приходится на период 7:15-8:30 LT. В этот период при 15 минутном интервале зондирования относительное изменение критических частот в среднем лежит в диапазоне 8-10%, в отдельные моменты времени достигая 40%. При уменьшении интервала зондирования до 5 минут среднее относительное изменение лежит в диапазоне 4-5%, достигая в отдельные моменты времени 27%.

В вечернее время в период 16:00-20:00 LT также наблюдается регулярное повышение скорости изменения критической частоты. При 15 минутном интервале зондирования средний диапазон относительного изменения составляет 2-2,6%, в отдельные моменты времени достигая 16%.

При 5 минутном интервале зондирования средний диапазон относительного изменения составляет 1-1,4%, в отдельные моменты времени достигая 14%.

В остальное время при 15 минутном интервале зондирования диапазон относительного изменения критической частоты foF2 составляет примерно 3%, а на графике с 5 минутным интервалом зондирования это изменение составляет примерно 1,6%.

Заключение

По результатам анализа видно, что в утренние зимние часы из-за воздействия ионизирующего излучения восходящего солнца относительные изменения частоты foF2 могут составлять до нескольких десятков процентов за 15 минут. Уменьшение интервала зондирования до 5 минут позволяет уменьшить эту разницу примерно в два раза. Однако, при необходимости более детального исследования этого процесса желательно использовать данные с шагом в минуту и меньше.

Благодарности. Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России. Результаты получены с использованием оборудования ЦКП «Ангара» ИСЗФ СО РАН.

Список литературы

1. Дэвис, К. Радиоволны в ионосфере / К. Дэвис ; перевод с английского И. В. Ковалевского, А. П. Кропоткина ; под редакцией Я. Л. Альперта. – М.: Мир, 1973. – 502 с.
2. Чернов, Ю. А. Возвратно-наклонное зондирование ионосферы / Ю. А. Чернов. – М.: Связь, 1971. – 204 с. : ил.
3. Morris, R. J. Southern polar cap DPS and CADI ionosonde measurements: 1. Ionogram comparison / R. J. Morris, D. P. Monselesan, M. R. Hyde [et al.] // *Advances in Space Research*. – 2004. – Vol. 33, no. 6. – P. 923–929.
4. Rietveld, M. T. The Tromsø dynasonde / M. T. Rietveld, J. W. Wright, N. Zabolotin, M. L. V. Pitteway // *Polar Science*. – 2008. – Vol. 2, № 1. – P. 55–71.
5. Reinisch, B. W. Global Ionospheric Radio Observatory (GIRO) / B. W. Reinisch, I. A. Galkin. – Текст : непосредственный // *Earth, Planets and Space*. – 2011. – Vol. 63, № 4. – P. 377–381.
6. Кузьмин, А. В. Комплекс мониторинга ионосферы на базе ионозонда «Авгур Д» / А. В. Кузьмин, В. М. Кучерина, А. Н. Ражев // *Гелиогеофизические исследования*. – 2013. – № 4. – С. 111–119.
7. Колесник, С. А. Сетевой ионозонд для определения пространственно-временного распределения параметров ионосферы Земли / С. А. Колесник, А. А. Колмаков, В. Т. Сарычев, Р. К. Хаитов // *Гелиогеофизические исследования*. – 2013. – № 4. – С. 90–100.
8. Шубин, В. Н. Глобальная динамическая модель критической частоты F2-слоя ионосферы / В. Н. Шубин, М. Г. Деминов // *Геомагнетизм и аэрономия*. – 2019. – Т. 59, № 4. – С. 461–473. – DOI 10.1134/S0016794019040151.
9. Данилов, А. Д. Дальнейший детальный анализ зависимости foF2 от солнечной активности / А. Д. Данилов, А. В. Константинова, Н. А. Бербенева // *Геомагнетизм и аэрономия*. – 2024. – Т. 64, № 2. – С. 253–264. – DOI 10.31857/S0016794024020083.

Проектирование умножителя частоты для ЛЧМ-приёмника

Коранов Д.С., Цедрик М.В., Подлесный А.В.

Институт солнечно-земной физики СО РАН, Иркутск, Россия
koranovds@mail.iszf.irk.ru, mark7cedrick@gmail.com, pav@iszf.irk.ru

Работа описывает процесс создания модуля умножителя частот, состоящий из таких этапов, как проектирование электрической схемы, разработки топологии платы и тестирования готового изделия. Рассмотрен метод умножения частот на основе фазовой автоподстройки частоты.

Введение

Ионосфера занимает значительную долю объема верхней атмосферы. Ее изучение представляет научный и практический интерес, поскольку это неоднородная и динамично меняющаяся среда, оказывающая влияние на распространение радиосигналов. Одним из инструментов исследования ионосферы является ЛЧМ-ионозонд [1]. Он позволяет получать информацию о состоянии ионосферы от ее нижней границы до высоты максимума электронной концентрации. В ИСЗФ СО РАН действует обширная сеть ЛЧМ-ионозондов собственной разработки «Ионозонд-МС», непрерывно осуществляющая наклонное (НЗ) и вертикальное (ВЗ) радиозондирование ионосферы [2, 3].

Ионозонд состоит из двух частей: приёмной и передающей. ЛЧМ-приемник ионозонда построен по принципу программно-определяемых радиосистем (SDR) [4]. Блок-схема приёмной части представлена на рисунке 1. В стандартном режиме работы приемник обрабатывает ЛЧМ-сигналы с частотой до 35 МГц, однако в его реализации заложена возможность принимать сигналы с частотой до 50 МГц. Согласно теореме Котельникова, для этого требуется вдвое большая частота тактирования платы цифрового приемника, то есть 100 МГц. В ионозонде «Ионозонд-МС» в качестве источника тактовых импульсов используется выход 10 МГц на GPS-приемнике. Соответственно, возникает необходимость получения тактового сигнала 100 МГц из сигнала 10 МГц.

В электронике для решения данной задачи используется умножитель частоты (УЧ).

Ранее для приемников ионозонда «Ионозонд-МС» уже изготавливались платы умножителей, однако в настоящий момент не удалось найти в продаже использовавшуюся в них микросхему, а доступные микросхемы имеют иные корпуса и распиновку. Кроме того, в разводке старых плат была допущена ошибка, препятствующая нормальному монтажу микросхемы линейного регулятора напряжения. Также в процессе использования старых плат умножителя, к ним накопился ряд пожеланий, которые были учтены при изготовлении новых устройств.

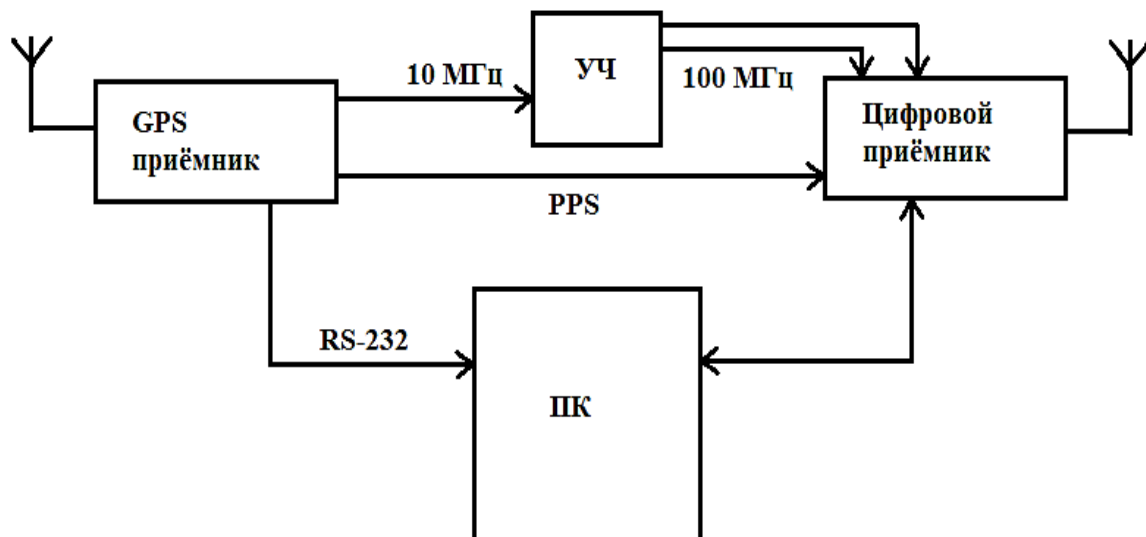


Рисунок 1. Блок-схема приемной части ЛЧМ-ионозонда

Целью работы стало проектирование и изготовление новой платы УЧ для ЛЧМ-приемника ионозонда «Ионозонд-МС». Актуальность задачи обусловлена тем, что новая плата УЧ необходима для сборки ЛЧМ-приемников при расширении сети или поставке оборудования на заказ в другие организации, а также для создания ремонтного резерва для обслуживания уже существующих приемников.

Умножение частот

Умножитель частоты – это устройство, выходной сигнал которого пропорционален произведению двух входных сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t)$:

$$u_{out}(t) = k \cdot u_1(t) \cdot u_2(t) \quad (1)$$

где k – коэффициент передачи умножителя.

Умножители частоты находят широкое применение при синхронном детектировании, используются в частотных преобразователях и балансных модуляторах.

Существуют различные реализации УЧ. Например, пассивные умножители на диодах с резким восстановлением (ДРВ), активные умножители на транзисторах, логарифмические, квадратурные.

На сегодняшний день, доминирующим способом умножения частоты является фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ).

Фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ) (или в англ. PLL – Phase-Locked Loop) – это электронная система управления с отрицательной обратной связью, которая синхронизирует выходную частоту генератора с частотой входного опорного сигнала (или кратной ей).

Классическая схема ФАПЧ представлена на рисунке 2. Она состоит из трех основных узлов:

1. Фазовый детектор (ФД): сравнивает фазу входного сигнала $u_{вх}(t)$ с фазой сигнала обратной связи $u_{ос}(t)$. На выходе выдает напряжение/ток, пропорциональный рассогласованию фаз.

2. Фильтр нижних частот (ФНЧ): Сглаживает импульсный сигнал с детектора, убирая высокочастотные помехи и формируя управляющее напряжение $u_{упр}(t)$.

3. Генератор, управляемый напряжением (ГУН): Его выходная частота прямо зависит от входного напряжения

4.

$$f_{вых} = f_0 + k \cdot u_{упр}(t) \quad (2)$$

где f_0 – частота свободного колебания ГУНа, когда управляющее напряжение на его входе равно нулю.

Коэффициент передачи ГУНа k показывает, насколько сильно изменится частота на выходе ГУНа в Гц, если напряжение на его входе изменится на 1 В.

В умножителе частот на основе ФАПЧ, коэффициент умножения N задается посредством делителя в цепи обратной связи (ОС) между ГУН и ФД [5].

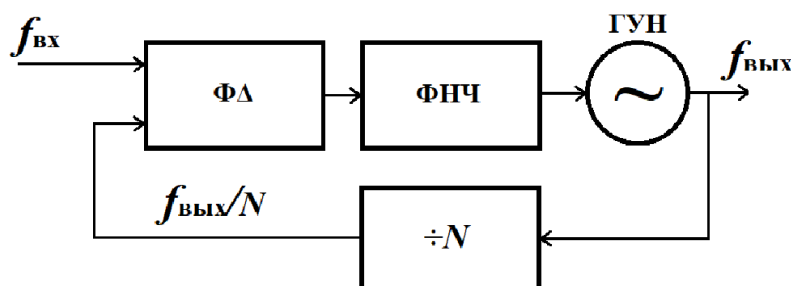


Рисунок 2. Блок-схема УЧ на основе ФАПЧ

Благодаря таким преимуществам, как спектральная чистота, сохранение стабильности опоры, подавление шума и дрожания фронтов сигнала (джиттера), простоты изменения коэффициента умножения N , метод ФАПЧ стал основой современных УЧ.

Поскольку для приёмника требовалась высокая стабильность тактирующей частоты, был выбран генератор тактирующей частоты с изменяющимся множителем 601М-02ILF, построенный на основе ФАПЧ [6]. Его основные параметры представлены в таблице 1.

Конструктивное исполнение в виде интегральной микросхемы (ИМС) позволяет снизить влияние внешних факторов таких как помехи и температура на сигнал до минимума за счет отсутствия длинных проводников и выравнивания температурных параметров отдельных элементов благодаря их упаковке в единый корпус. Используемая

микросхема обладает низким фазовым шумом и джиттером, а также предоставляет возможность изменять коэффициент умножения.

Таблица 1

Параметры микросхемы 601M-02ILF

Параметр	Значение
Входная частота	10–27 МГц
Выходная частота	170 МГц
Напряжение питания	3.0 В – 5.5 В

Проектирование платы умножителя частоты

Для разводки платы и разработки электрической схемы была выбрана программа EasyEDA. Среди ее достоинств можно выделить большую библиотеку компонентов, простой и понятный интерфейс, работу на бесплатной основе и в офлайн режиме.

Разработанная для умножителя частоты электрическая схема представлена на рисунке 3.

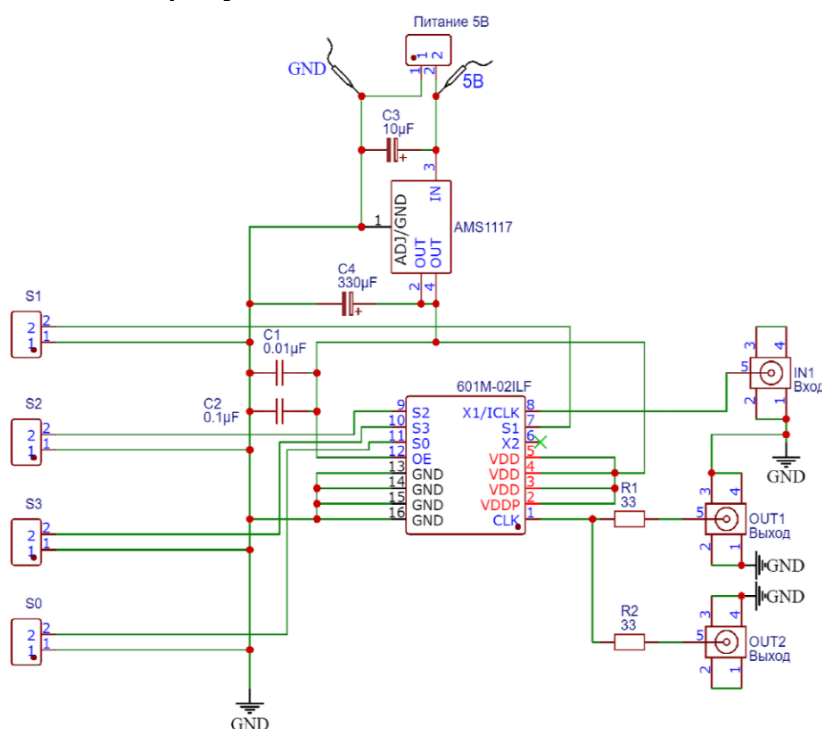


Рисунок 3. Электрическая схема УЧ

Питание платы производится источником постоянного напряжения 5В. Микросхема питается постоянным током напряжения 3.3 В. Для согласования напряжений был использован стабилизатор питания AMS1117. Подключение линии питания на плате УЧ выполнено посредством винтовых клемм, что упрощает ее монтаж. Конденсаторы C1, C2 и C3 необходимы для фильтрации питания микросхемы УЧ от

высокочастотных помех. Конденсатор C4 служит для частотной компенсации, делая отрицательную обратную связь более устойчивой и препятствуя генерации линейным регулятором незатухающих колебаний. Резисторы R1 и R2 согласуют выходное сопротивление платы с входным сопротивлением цифрового приёмника. S0, S1, S2, S3 – выходы соответствующих контактов микросхемы, которые замыкаются на землю стандартной перемычкой. Необходимы для изменения множителя УЧ. В отличие от старой платы, BNC ВЧ-разъемы для входа и выхода были заменены на SMA, это сделало подключение к плате более удобным и позволило использовать современные стандартные кабели для ВЧ-техники.

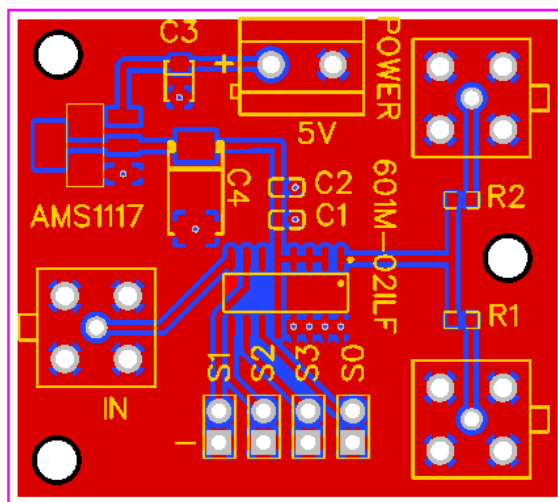


Рисунок 4. Топология печатной платы УЧ (из EasyEDA)

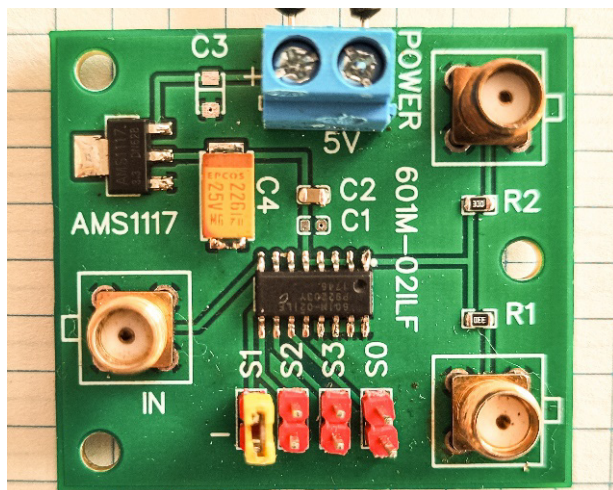


Рисунок 5. Внешний вид изготовленной платы умножителя частоты

После успешного проведения макетирования, в среде EasyEDA была разработана топология печатной платы, представленная на рисунке 4. При разработке стремились к минимизации длины дорожек на печатной плате, чтобы улучшить ее электромагнитную совместимость. Этой же цели служат дополнительные заземлённые проводящие слои.

Размеры и расположение отверстий под крепёж к корпусу приемника были взяты с предыдущей платы для обеспечения обратной совместимости.

Внешний вид изготовленной платы УЧ представлен на рисунке 5. Печатная плата была произведена промышленным способом. Всего было изготовлено 5 плат. Монтаж радиоэлектронных компонентов для одной из них осуществлялся авторами для последующих испытаний.

Испытания платы УЧ

После изготовления, плата прошла испытания, с целью изучения качества выходного сигнала. В начале при помощи осциллографа Актаком ADS6222H с полосой пропускания 200 МГц оценивалась частота выходного сигнала при коэффициенте умножения равном 10.

Сигнал 10 МГц подавался с GPS-приёмника на вход платы УЧ и 2-ой канал осциллографа. Сигнал с выхода платы УЧ подавался на 1-ый канал осциллографа. Как можно заметить на рисунке 6, на выходе УЧ

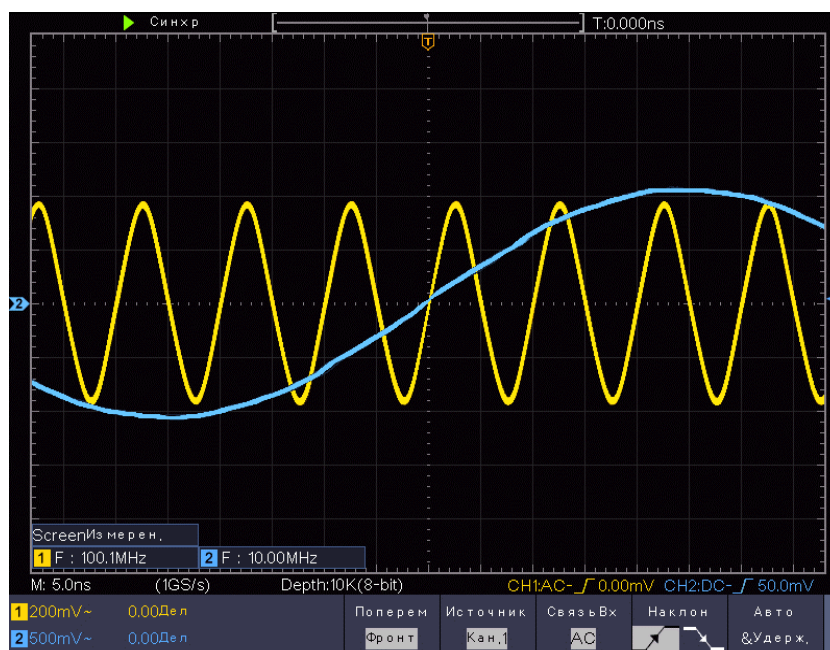


Рисунок 6. Осциллограмма входного и выходного сигнала УЧ. Синий – сигнал на входе УЧ; Желтый - сигнал с выхода УЧ

наблюдается сигнал 100 МГц. Согласно документации [6], микросхема УЧ на выходе выдает прямоугольный сигнал. Однако на осциллограмме наблюдается синусоида. Это связано с тем, что высшие гармоники фильтруются осциллографом и пробником, не рассчитанными на такие частоты.

На следующем этапе оценивалась спектральная частота выходного сигнала. Спектрограммы снимались при помощи анализатора спектра, встроенного в измеритель параметров антенн Anritsu S332E.

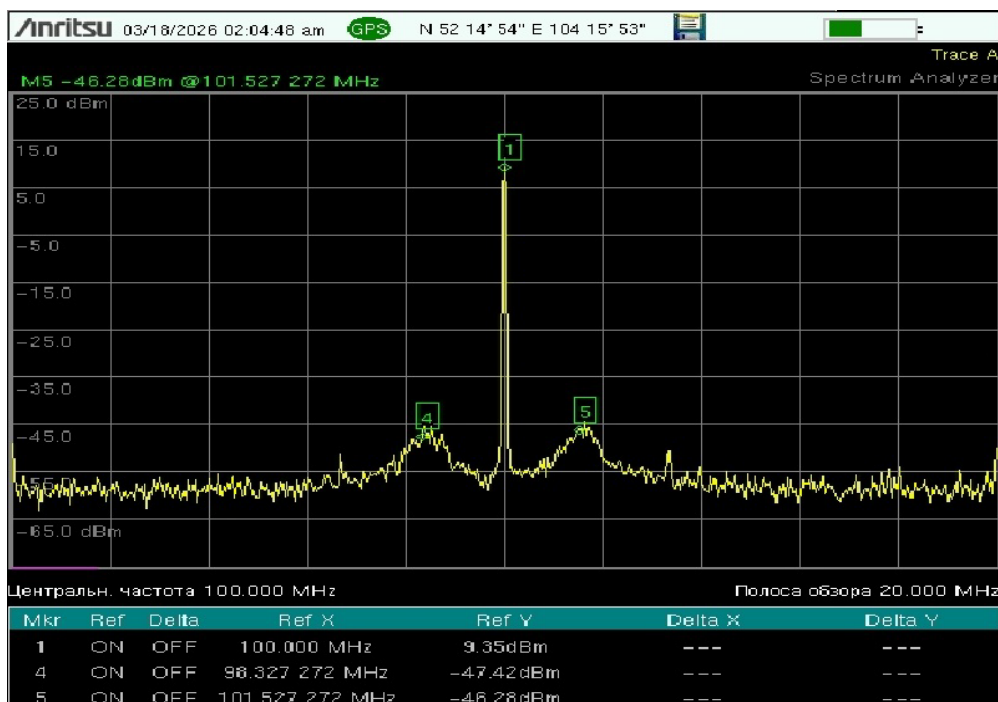


Рисунок 7. Спектрограмма сигнала на выходе УЧ

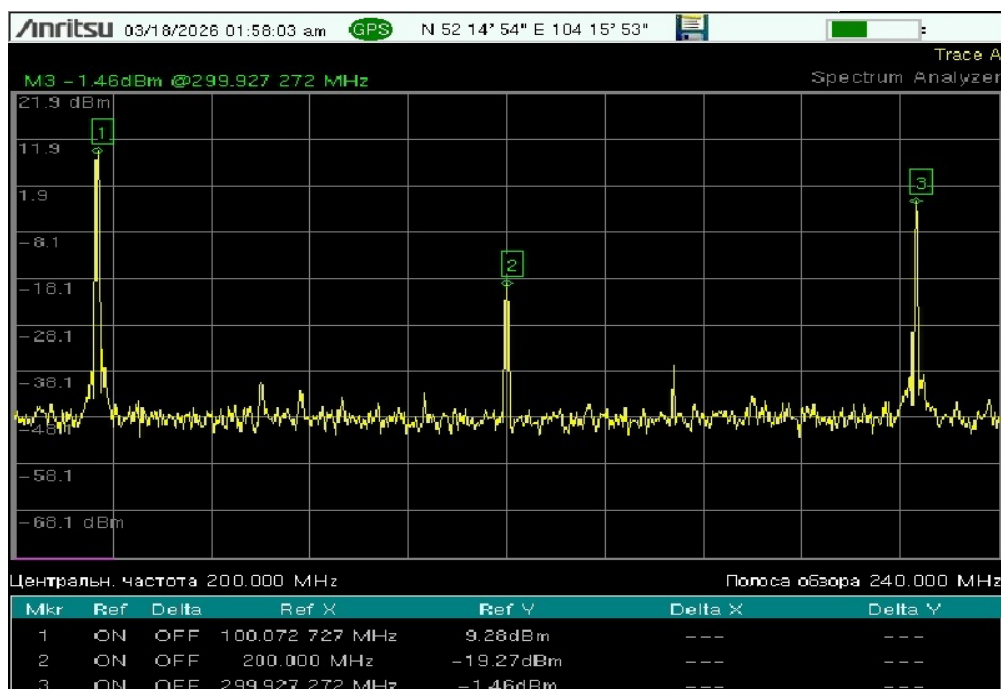


Рисунок 8. Спектрограмма выходного сигнала УЧ. Несущая и две её гармоники

На рисунке 7 показан спектр выходного сигнала 100 МГц с выхода умножителя частот. Как видно, слева и справа от центральной частоты 100 МГц присутствуют боковые полосы, отстоящие от центральной на 2 МГц. Можно предположить, что это некая помеха или артефакт, связанный с работой отдельных элементов в составе микросхемы

умножителя частоты. Однако доподлинно происхождение этих пиков не установлено.

Для большей полноты представления о спектральном составе выходного сигнала, необходимо взять его по большой полосе, чтобы увидеть, есть ли у сигнала гармоники. На рисунке 8 спектр взят в полосе частот 80-320 МГц. Эта полоса содержит несущую 100 МГц и две её гармоники на 200 и 300 МГц. Причём можно заметить, что амплитуда третьей гармоники больше второй, что позволяет утверждать, что мы видим спектр периодического прямоугольного видеосигнала.

Заключение

Была спроектирована, изготовлена и протестирована новая плата умножителя частот. Испытания показали ее пригодность для применения в составе ЛЧМ-приемника в качестве источника тактовых импульсов для платы цифрового приемника.

В процессе выполнения работы были изучены способы умножения частоты сигнала, применяемые в современной технике, получены навыки проектирования печатных плат и работы с электроизмерительной техникой.

Список литературы

1. Ильин Н.В. Теория зондирования ЛЧМ-сигналом / Н.В. Ильин, В.В. Хахинов, В.И. Куркин, И.И. Орлов, С.Н. Пономарчук // Научная конф. по применению интеллектуальных систем, 1996 г. [сб. докл.] – Чикаго, Япония. 1996. С. 689–692.
2. Подлесный А.В. Развитие диагностических возможностей ионозондов с использованием непрерывных ЛЧМ-сигналов: Дис. ... канд. физ.-мат. наук: 01.04.03 / А.В. Подлесный. – Иркутск, 2018. – 103с.
3. Подлесный А.В. Многофункциональный ЛЧМ-ионозонд для мониторинга ионосферы / А.В. Подлесный, И.Г. Брынько, В.И. Куркин, В.А. Березовский, А.М. Киселёв, Е.В. Петухов // Гелиогеофизические исследования. 2013. № 4. С. 24-31.
4. Степаненко И.А. Программно-определяемые радиосистемы (SDR): современная архитектура и средства разработки. / И.А. Степаненко // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2016. Т. 6. № 4. С. 751-752.
5. Nguyen T.V.H. An Overview of Phase-Locked Loop: From Fundamentals to the Frontier / T.V.H. Nguyen, C.-K. Pham // Sensors. 2025. – Vol. 25, issue 18. – URL: <https://doi.org/10.3390/s25185623> (дата обращения: 06.05.2026). – Текст : электронный.
6. ICS601-02: Low Phase Noise Clock Multiplier : Datasheet. : [Электронный ресурс] / Integrated Device Technology. – URL: <https://www.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view-marking/1086951/IDT/ICS601M-02ILF.html> (дата обращения: 06.05.2026). – Текст : электронный.

Детектирование параметров радиосигналов системы РСДН-20 по данным измерений в г. Иркутске

Со Ч.Х., Полетаев А.С.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия

dragon88883333@yandex.ru, poletaevs@ex.istu.edu

Исследованы амплитудно-фазовые характеристики сигналов РСДН-20, распространяющихся в волноводе Земля–ионосфера: на основе разработанного приёмного комплекса с GPS/ГЛОНАСС-синхронизацией и алгоритма когерентного детектирования, реализующего выделение комплексной огибающей. По данным измерений в г. Иркутске показано, что суточные вариации амплитуды на различных трассах определяются динамикой прохождения солнечного терминатора и связанными изменениями модовой структуры волновода.

Введение

Сверхдлинноволновые (СДВ) радиосигналы широко используются для диагностики нижней ионосферы благодаря их способности распространяться на большие расстояния в волноводе Земля–ионосфера. Высокая чувствительность параметров этих сигналов к состоянию ионосферы позволяет применять их для исследования вариаций, вызванных солнечной активностью и изменением освещённости трасс [5, 6].

Сигналы радионавигационной системы РСДН-20 («Альфа») обладают высокой стабильностью частоты и строго регламентированной временной структурой, что делает их удобными для задач мониторинга ионосферы [2].

Несмотря на значительное количество исследований, посвящённых распространению ОНЧ-сигналов, остаётся актуальной задача интерпретации амплитудно-фазовых вариаций в условиях нестационарных изменений параметров волновода, вызванных прохождением солнечного терминатора.

Целью работы является разработка методики регистрации и обработки сигналов РСДН-20, а также анализ их амплитудных вариаций на протяжённых трассах с использованием модовой теории.

Теоретические основы распространения

Распространение ОНЧ-сигналов в волноводе Земля–ионосфера описывается в рамках модовой теории, согласно которой электромагнитное поле в точке приёма представляется в виде суперпозиции нормальных мод:

$$E(t, r) = \sum A_n \cdot \exp(-\alpha_n r) \cdot \exp[i(\omega t - \beta_n r)], \#(1)$$

где параметры мод (α_n, β_n) определяются состоянием нижней ионосферы.

Ионосферные параметры зависят от уровня солнечного излучения и освещённости трассы [3, 5]. Их изменение приводит к вариациям коэффициентов затухания и фазовых постоянных мод, что вызывает перестройку интерференционной структуры поля.

Методы анализа таких сигналов основаны на когерентном детектировании, позволяющем выделить амплитуду и фазу узкополосного сигнала и перейти к представлению в виде комплексной огибающей [1, 4].

Описание сигнала РСДН-20

Сигналы РСДН-20 представляют собой последовательности радиоимпульсов в диапазоне ОНЧ, передаваемые на фиксированных частотах с заданной временной структурой [2]. Чередование интервалов излучения и пауз обеспечивает возможность раздельной оценки параметров сигнала и фонового шума.

Принимаемый сигнал может быть представлен в виде квазигармонического процесса с медленно изменяющимися параметрами:

$$S(t) = A(t) \cos(\omega t + \varphi(t)), \#(2)$$

где амплитуда $A(t)$ и фаза $\varphi(t)$ определяются условиями распространения.

На рисунке 1 представлена частотно-временная диаграмма работы системы РСДН-20.

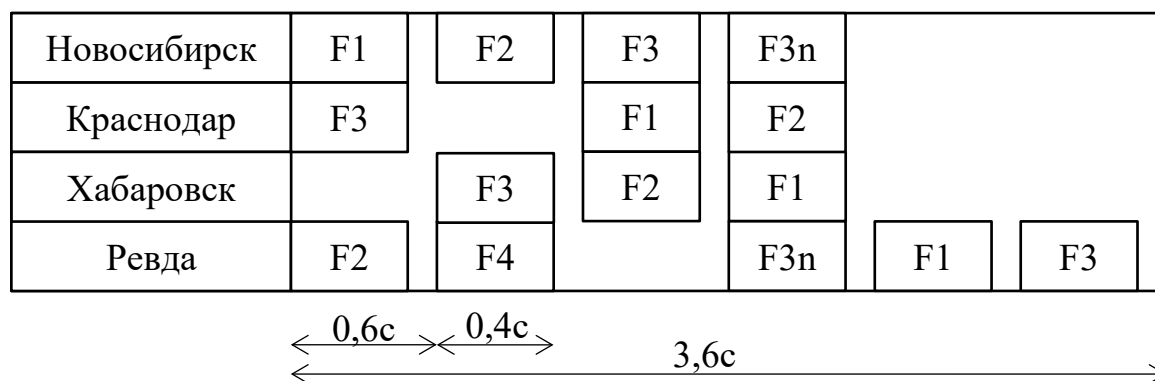


Рисунок 1. Частотно временная диаграмма работы РСДН-20 («Альфа»)

Частоты передачи следующие.

$$F_1 = \frac{16}{1344} \text{ МГц} \approx 11,904 \text{ кГц}, F_2 = \frac{17}{1344} \text{ МГц} \approx 12,649 \text{ кГц},$$

$$F_3 = \frac{20}{1344} \text{ МГц} \approx 14,881 \text{ кГц}, F_4 = \frac{65}{4 \cdot 1344} \text{ МГц} \approx 12,091 \text{ кГц},$$

$$F_{3n} = F_3 + \frac{5}{36} \text{ Гц}, \#(3)$$

Экспериментальная установка

Для регистрации сигналов разработан приёмный комплекс, включающий ортогональную рамочную антенну, усилительный тракт, полосовой фильтр, аналого-цифровой преобразователь и систему синхронизации по GPS/ГЛОНАСС.

Используемые принципы построения приёмного тракта соответствуют решениям, применяемым в СДВ-интерферометрии [4]. Комплекс обеспечивает регистрацию узкополосных сигналов с возможностью последующего вычисления их амплитудно-фазовых характеристик.

На рисунке 2 показана структурная схема измерительного комплекса, разработанного в ИРНИТУ.

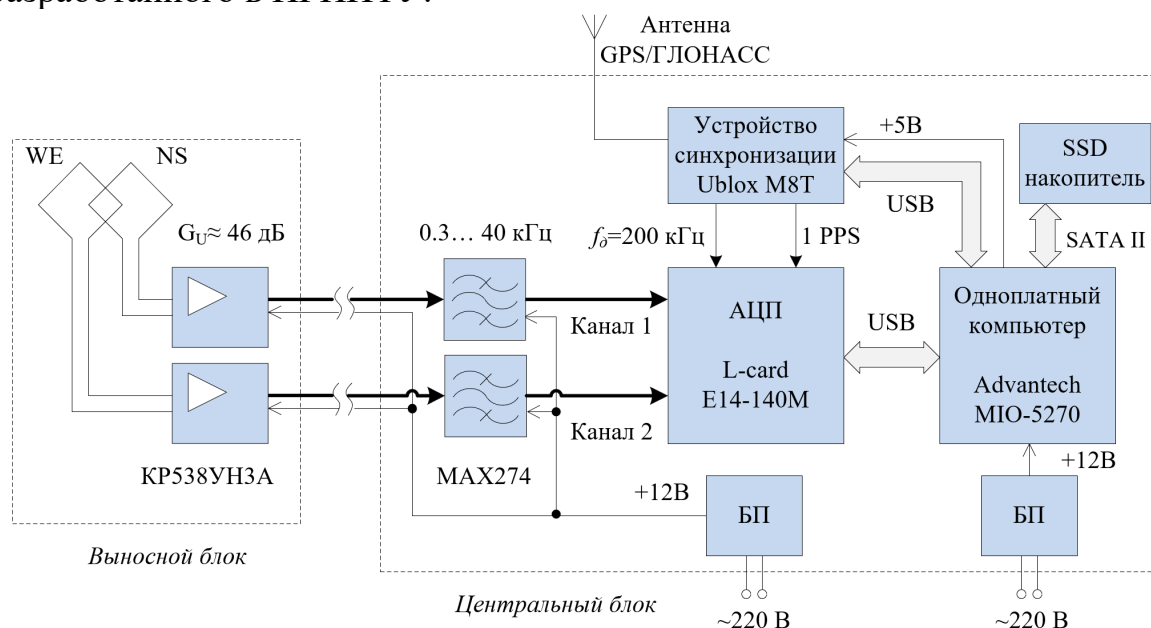


Рисунок 2. Структурная схема измерительного комплекса ИРНИТУ

Приёмная часть построена на основе ортогональной рамочной антенны, обеспечивающей чувствительность к магнитной составляющей электромагнитного поля и позволяющей регистрировать сигналы независимо от их азимутального направления. Сигнал с антенны поступает на усилительный каскад, после чего проходит через селективный полосовой фильтр, выделяющий заданную частотную компоненту.

Оцифровка сигнала осуществляется с использованием аналого-цифрового преобразователя, синхронизированного по сигналам GPS/ГЛОНАСС, что обеспечивает привязку измерений ко времени с высокой точностью. Цифровая обработка и хранение данных выполняются на вычислительном модуле.

Комплекс позволяет регистрировать амплитуду и фазу сигнала в узкой полосе частот и обеспечивает возможность длительных непрерывных наблюдений.

Метод обработки сигналов

Алгоритм обработки основан на методах когерентного детектирования узкополосных сигналов [1, 4] и включает последовательность этапов: полосовую фильтрацию, формирование квадратурных компонент, низкочастотную фильтрацию и вычисление амплитуды и фазы.

На рисунке 3 представлен алгоритм вычисления амплитуды и фазы сигналов РСДН-20.

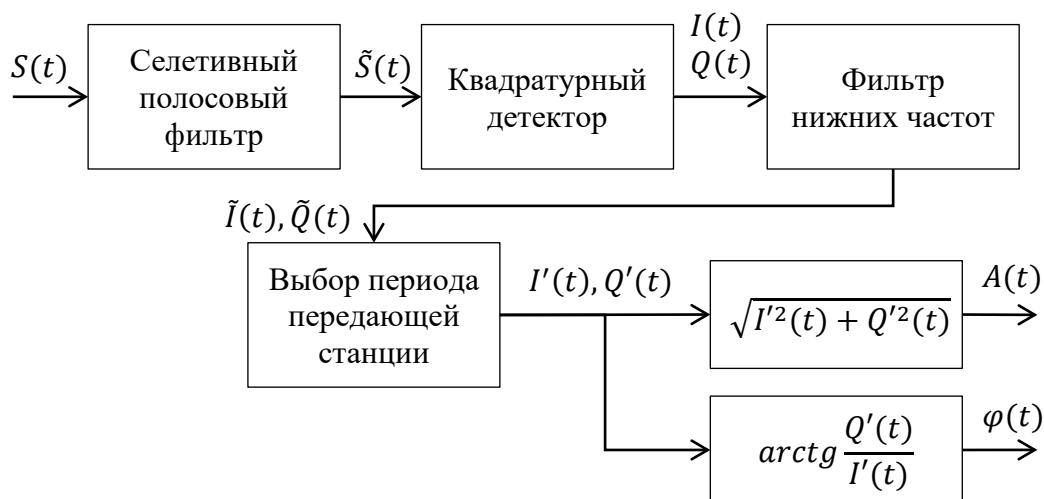


Рисунок 3. Блок-схема алгоритма вычисления амплитуды и фазы РСДН-20 сигналов

На первом этапе выполняется полосовая фильтрация, позволяющая подавить внеполосные помехи и выделить сигнал заданной частоты. Далее осуществляется когерентное детектирование, в результате которого формируются квадратурные компоненты сигнала (I и Q), соответствующие проекциям на синфазную и квадратурную опорные функции.

После низкочастотной фильтрации квадратурных компонент вычисляются амплитуда и фаза сигнала:

$$A(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}, \quad \varphi(t) = \arctg \frac{Q(t)}{I(t)}, \#(4)$$

Дополнительно выполняется выделение интервалов «сигнал–пауза», что позволяет оценивать уровень шума и повышать точность измерений.

Результаты

На основе экспериментальных данных, полученных в г. Иркутске, проанализированы суточные вариации амплитуды сигналов для различных трасс распространения.

На рисунке 4 представлены суточные вариации амплитуды сигнала частоты F2, зарегистрированные в г. Иркутске для передатчиков Новосибирск и Хабаровск (27.03.2026).

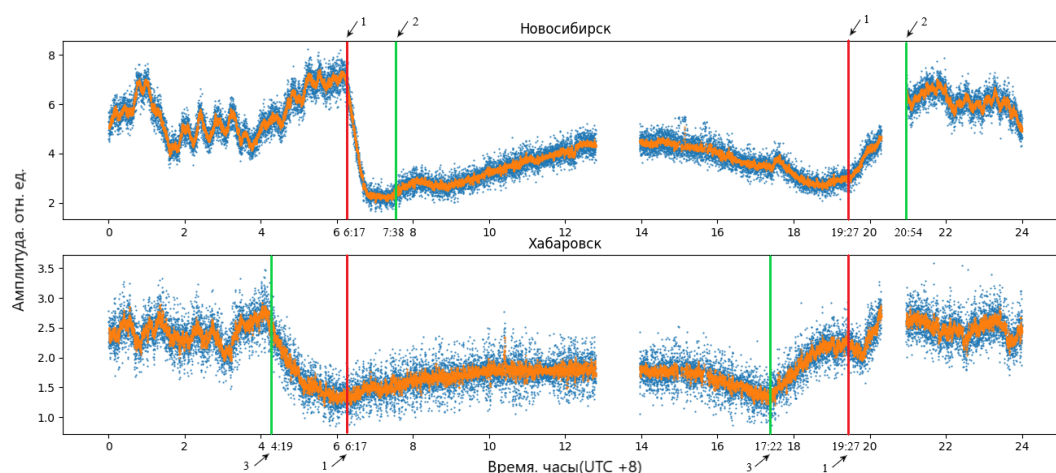


Рисунок 4. Вариации амплитуды радиосигнала передатчиков Новосибирск(верхняя панель) и Хабаровск(нижняя панель), 12649 кГц, 27-03-2026. Оранжевые-медиана, синие-флуктуации, 1,2,3-гражданские сумерки и заход солнца в Иркутске, Новосибирске и Хабаровске

Установлено, что для трассы Новосибирск–Иркутск наблюдаются резкие изменения амплитуды вблизи времени восхода Солнца, тогда как для трассы Хабаровск–Иркутск вариации носят более сглаженный характер.

Обсуждение

Наблюдаемые вариации амплитуды согласуются с результатами исследований, показывающих существенное влияние освещённости трассы на характеристики ОНЧ-сигналов [5]. Быстрые изменения вблизи времени восхода Солнца связаны с резким увеличением ионизации нижней ионосферы, что также отмечалось при анализе возмущений, вызванных солнечной активностью [6].

На рисунке 5 показано расположение передатчиков РСДН-20 и трассы распространения сигналов до пункта приема в г. Иркутске.

Различия между трассами объясняются особенностями прохождения солнечного терминатора. Для трассы Новосибирск–Иркутск его движение происходит относительно быстро, что приводит к синхронному изменению параметров волновода и резкой перестройке интерференционной структуры. Для трассы Хабаровск–Иркутск переход растянут во времени, что обеспечивает более плавное изменение параметров среды.

Полученные результаты согласуются с представлениями о зависимости характеристик распространения от геометрии трассы и динамики ионосферных параметров [3].

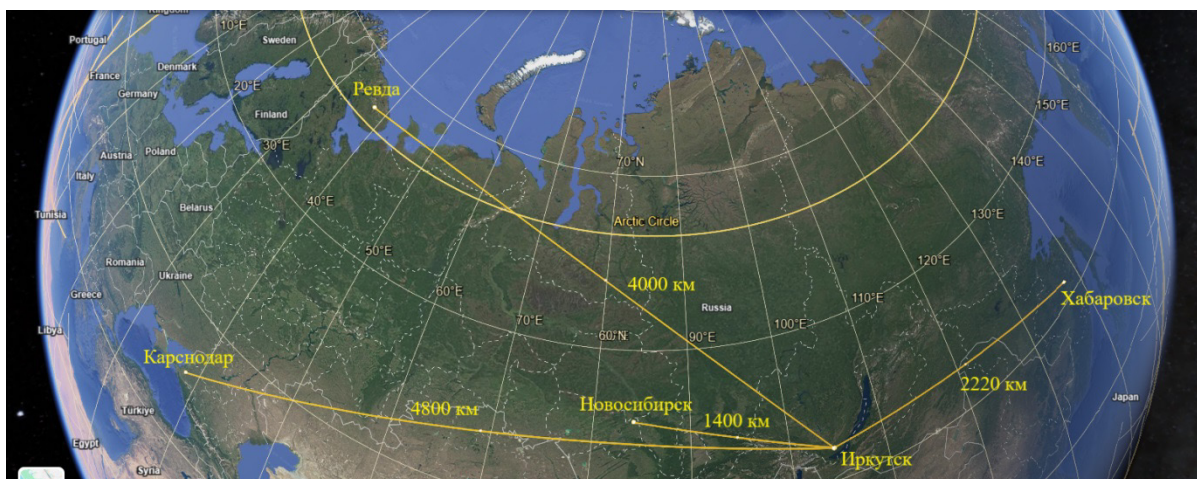


Рисунок 5. Трассы распространения радиосигналов передатчиков РСДН-20 при приёме в Иркутске

Заключение

Разработан и реализован приёмный комплекс для регистрации сигналов РСДН-20, обеспечивающий измерение их амплитудно-фазовых характеристик.

Показано, что анализ амплитудных вариаций позволяет выявлять особенности распространения в волноводе Земля–ионосфера и интерпретировать их в рамках модовой теории.

Установлено, что характер вариаций определяется динамикой прохождения солнечного терминатора и связанными изменениями параметров волновода.

Список литературы

1. Полетаев А.С. Когерентное детектирование СДВ радиосигналов, распространяющихся в волноводе Земля-ионосфера: дис. ... канд. физ.-мат. наук: 01.04.03 – Радиофизика / Полетаев Александр Сергеевич. - Иркутск, 2019. - 217 С.
2. The Russian VLF NAVAID system, Alpha, RSDN-20: сайт – созданный Trond Jacobsen, Halden (Норвегия), -URL: <http://www.vlf.it/alphatrond/alpha.htm> (дата обращения: 21.03.2026) -Текст: электронный
3. Корсаков А.А. Вариации параметров ОНЧ-радиосигналов при распространении в волноводе Земля-ионосфера над территорией северной евразии в зависимости от солнечной активности: дис. ... канд. физ.-мат. наук: 01.06.18 – Науки об атмосфере и климате / Корсаков Алексей Анатольевич. – Иркутск, 2026. – 212 С.
4. Полетаев А.С. The Receive Path of Very Low-Frequency Interferometers / Приемный тракт сверхдлинноволнового интерферометра / Ченский А.Г., Токмачев Д.А. // Датчики и системы. – 2018. – № 6 (226). – С.51-60.
5. Козакова Е. Н. Влияние освещенности трасс на амплитудные характеристики сигналов СДВ-диапазона / Ряховский И. А., Поклад Ю. В., Гаврилов Б. Г., Ермак В. М., Ачкасов Н. С. // Геомагнетизм и Аэрономия, - 2023, - том 63, № 2, - С. 154–162.
6. Ряховский И. А. Оценка ионизации нижней ионосферы во время солнечных вспышек X классф по данным ОНЧ-наблюдений / Поклад Ю. В. , Гаврилов Б. Г., // Геомагнетизм и Аэрономия, - 2023, - том 63, № 4, - С. 422–428.

Параметры волновых возмущений в верхней атмосфере Земли, полученные методом Фурье-анализа

Тещук М.А.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия

mteshchuk2003@list.ru

В данном докладе рассматриваются параметры волновых возмущений в верхней атмосфере Земли, полученные методом Фурье-анализа изображений ночного неба.

Введение

Изучение динамики верхней атмосферы Земли является одной фундаментальных задач физики околоземного космического пространства. Данная область охватывает мезопаузу, термосферу ($\approx 85\text{--}600$ км) и ионосферу ($\approx 60\text{--}1000$ км), где физико-химические процессы определяются поглощением солнечного коротковолнового излучения и прямым энергетическим воздействием со стороны магнитосферы. Нестационарность этих факторов приводит к генерации широкого спектра пространственно-временных неоднородностей. Среди них ключевую роль в глобальном переносе энергии и импульса играют серии волновых возмущений: перемещающиеся ионосферные возмущения (ПИВ), регистрируемые в термосфере по эмиссии атомарного кислорода ОI 630 нм, и внутренние гравитационные волны (ВГВ), наблюдаемые на высотах мезопаузы в слое свечения гидроксильных радикалов ОН. Определение их параметров необходимо для прогнозирования состояния радиотрасс и обеспечения стабильности систем глобального позиционирования.

Главная задача настоящей работы – определение полного набора пространственно-временных параметров волновых возмущений в верхней атмосфере Земли с помощью двумерного спектрального Фурье-анализа оптических данных.

Инструмент

Камера всего неба представляет собой специализированную научную систему, предназначенную для получения изображений ночного неба с максимальной угловой областью покрытия. Ключевым элементом такой системы является широкоугольный объектив, известный как «рыбий глаз», который обеспечивает запись сцены от горизонта до горизонта. Это свойство делает камеру уникальным инструментом для одновременного наблюдения пространственной структуры и динамики распределения яркости в выбранном спектральном диапазоне по всей видимой части неба. На рисунке 1 представлен вид камеры всего неба.



Рисунок 1. Камера всего неба

Для регистрации атмосферного свечения камера обычно оснащается чувствительными детекторами, такими как зарядово-связанные приборы (CCD), и светофильтрами, позволяющими выделять конкретные эмиссионные линии. Выбор длин волн определяет, какой именно слой атмосферы регистрируется: например, эмиссия атомарного кислорода ОI на длине волны 630 нм характерна для ионосферы на высотах около 250 км, тогда как излучение радикала ОН в ближнем инфракрасном диапазоне (например, в диапазоне 715–930 нм) возникает в мезопаузе на высотах 80–100 км [1, 2]. Таким образом, описанная конфигурация камеры – с CCD-детектором и набором узкополосных фильтров – позволяет инструментально различать волновые процессы в разных высотных слоях верхней атмосферы.

Метод Фурье-анализа

Двумерное преобразование Фурье является фундаментальным инструментом для анализа изображений и любых других двумерных пространственных данных, получаемых с камер всего неба. Его основная задача – перевести информацию из пространственной области, где мы наблюдаем яркость изображения в каждой точке (x, y) , в частотную область, где информация представляется в виде спектра пространственных частот.

Двумерное преобразование Фурье можно представить как последовательное применение одномерного преобразования Фурье. Сначала одномерное преобразование Фурье применяется к каждому ряду (строке) изображения, что превращает его в набор одномерных спектров. Затем к этим спектрам применяется второе одномерное преобразование Фурье по столбцам (вертикали), что и дает итоговую двумерную спектральную функцию. Этот процесс позволяет декомпозировать сложное изображение, состоящее из множества накладывающихся друг на друга волновых структур, на его составляющие гармонические волны.

Математически дискретное двумерное преобразование Фурье для матрицы X размером M на N определяется следующей формулой:

$$Y_{p,q} = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} X_{m,n} e^{-i2\pi\left(\frac{mp}{M} + \frac{nq}{N}\right)} \quad (1)$$

где $X_{m,n}$ – массив данных – массив значений яркости (или флуктуаций плотности) в пикселях (m, n) , $Y_{p,q}$ – комплексная спектральная функция, p, q индексы, соответствующие дискретным пространственным частотам вдоль осей (x, y) соответственно, $e^{-i2\pi\left(\frac{mp}{M} + \frac{nq}{N}\right)}$ – комплексная экспонента, которая служит базисной функцией для разложения сигнала, величины $kx = p/M$ и $ky = q/N$ – нормированные пространственные частоты, измеряемые в циклах на пиксель.

Формула вычисляет коэффициент корреляции исходного изображения $X_{m,n}$ с каждой из бесконечной совокупности базисных гармонических функций $e^{-i2\pi\left(\frac{mp}{M} + \frac{nq}{N}\right)}$. Значение $Y_{p,q}$ показывает, насколько сильно гармоническая волна с пространственными частотами (kx, ky) присутствует в исходном изображении.

Двумерный спектральный анализ позволяет извлекать информацию о направлении распространения, скоростях, периодах и длинах волн. Для этого требуется иметь не просто одно изображение, а временную серию изображений, снятых с известным временным шагом. Если в системе существует распространяющаяся волна с скоростью c , то ее круговая частота ω и волновой вектор k связаны соотношением $\omega = c \cdot k$. В случае дискретной временной серии изображений, временная частота ω также становится дискретной. Измерив пространственный волновой вектор k (из 2D FFT по пространству) и соответствующую ему круговую частоту ω (из 1D FFT по времени), можно рассчитать скорость волны как $c = \omega/k$.

Таким образом, двумерное преобразование Фурье, примененное к временной серии изображений, позволяет одновременно определить все ключевые характеристики распространяющейся волны: ее длину волны $\lambda =$

$2\pi/k$, направление распространения $\theta = \arctan(ky/kx)$, фазовую скорость c и период $T = 2\pi/\omega$.

Экспериментальный анализ волновых возмущений

Применение двумерного преобразования Фурье к данным камер всего неба позволяет провести глубокий и всесторонний анализ как внутренних гравитационных волн (ВГВ), так и перемещающихся ионосферных возмущений (ПИВ). Эти два типа волновых возмущений, хотя и возникают в разных слоях атмосферы и имеют разные масштабы, часто тесно связаны между собой.

Перед применением двумерного преобразования Фурье исходные изображения подвергаются обязательной предварительной обработке. Она включает удаление звёздных источников с помощью медианной фильтрации. Для повышения контраста быстро меняющихся волновых структур формируются разностные (time-difference) изображения, после чего применяется детрендирование – вычитание аппроксимирующей плоскости – и оконное сглаживание (окно Ханнинга) для минимизации боковых лепестков в спектральной области [3,4]. На рисунке 2 представлен предобработанный кадр.

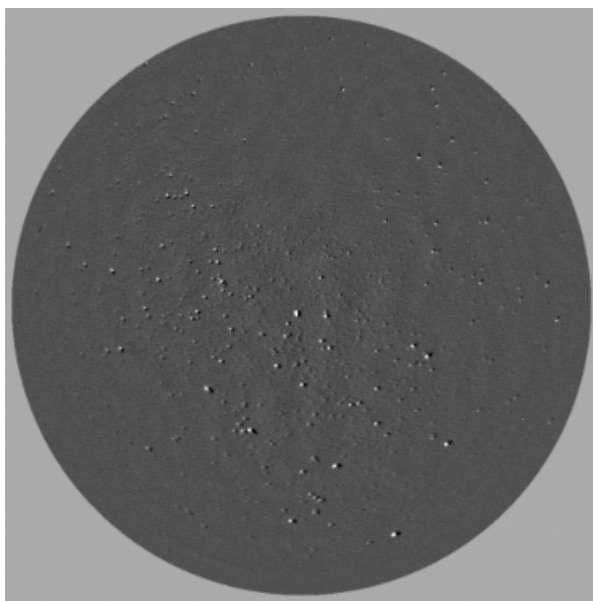


Рисунок 2. Предобработанный кадр

Таким образом, только после этих процедур данные становятся пригодными для количественного спектрального анализа.

Ключевыми параметрами волновых возмущений, извлекаемыми в ходе спектрального анализа, являются длина волны $\lambda = 2\pi/|k|$, скорость $c = \omega/k$, период $T = 2\pi/\omega$ и направление распространения $\theta = \arctan(ky/kx)$, где $k = (kx, ky)$ – горизонтальный волновой вектор, ω – круговая частота. Для перемещающихся ионосферных возмущений (ПИВ), регистрируемых по эмиссии OI 630 нм, характерны $\lambda \approx 100\text{--}300$ км, $c \approx 50\text{--}100$ м/с, $T \approx 0,5\text{--}1,5$

ч, северо-восточное направление распространения $\theta = 30^\circ$, где пространственный масштаб волны $\lambda \approx 200$ км. Внутренние гравитационные волны (ВГВ), наблюдаемые в слое ОН-радикалов (~ 87 км), проявляют меньшие масштабы: $\lambda \approx 10\text{--}35$ км, $T \approx 4\text{--}14$ мин, $c \approx 30\text{--}60$ м/с, северо-северо-восточное направление распространения $\theta = 55^\circ$, где пространственный масштаб волны $\lambda \approx 25$ км. На рисунке 3 представлена модель наглядного сопоставления параметров ПИВ и ВГВ.

Заключение

В данном докладе были рассмотрены параметры волновых возмущений в верхней атмосфере Земли, полученные методом Фурье-анализа изображений ночного неба. Применение двумерного преобразования Фурье к данным камер всего неба позволяет перейти от качественной визуализации волновых структур к строгой количественной оценке их основных характеристик: длин волн, скоростей, периодов и направлений распространения. Обобщение результатов наблюдений за внутренними гравитационными волнами в верхней атмосфере Земли и перемещающимися ионосферными возмущениями в верхней атмосфере демонстрирует высокую эффективность спектрального подхода. Установлено, что для внутренних гравитационных волн (ВГВ) характерны длины волн $\lambda \approx 10\text{--}35$ км, периоды $T \approx 4\text{--}14$ мин, скорости $c \approx 30\text{--}60$ м/с и северо-восточное направление распространения $\theta = 30^\circ$, тогда как перемещающиеся ионосферные возмущения (ПИВ) проявляют масштабы $100\text{--}300$ км, периоды $0,5\text{--}1,5$ ч и скорости $50\text{--}100$ м/с и северо-северо-восточное направление распространения $\theta = 55^\circ$.

Перспективным направлением дальнейших исследований является комбинирование спектрального анализа с методами вейвлет-преобразования и алгоритмами автоматической классификации, что позволит повысить точность выделения перекрывающихся волновых мод и улучшить временное разрешение при изучении нестационарных атмосферных процессов.

Список литературы

1. Shiokawa K., Ihara C., Otsuka Y., Ogawa T. Statistical study of nighttime medium-scale traveling ionospheric disturbances using midlatitude airglow images // *Journal of Geophysical Research: Space Physics*. 2003. – Vol. 108, no. A1. – P. 1052.
2. Li Q., Xu J., Yue J., Yuan W., Liu X. Statistical characteristics of gravity wave activities observed by an OH airglow imager at Xinglong, in northern China // *Annales Geophysicae*. 2011. – Vol. 29. – P. 1401–1410.
3. Garcia F. J., Kelley M. C., Makela J. J., Huang C.-S. Airglow observations of mesoscale low-velocity traveling ionospheric disturbances at midlatitudes // *Journal of Geophysical Research: Space Physics*. 2000. – Vol. 105, no. A8. – P. 18 407–18 415.
4. Hines C. O., Reddy C. A. On the propagation of atmospheric gravity waves through regions of wind shear // *Journal of Geophysical Research*. 1967. – Vol. 72, no. 3. – P. 1015–1034.

Оценка зависимости точности алгоритма Фурье преобразования от его порядка и реализации

Ковалёв Р. В.¹, Подлесный А.В.^{1,2}

1 – Иркутский государственный университет, Иркутск, Россия

2 – Институт солнечно-земной физики СО РАН, Иркутск, Россия

roman.kovalev03@gmail.com, pav@iszf.irk.ru

В работе рассмотрены различные алгоритмы преобразования Фурье. В рамках исследования был проведён анализ величины численной ошибки алгоритмов ДПФ, БПФ и библиотечного БПФ.

Введение

Развитие методов спектрального анализа является прямым следствием развития теории колебаний и необходимости описания и исследования различных процессов в радиотехнике, акустике, колебательной механике и многих других отраслях науки и техники. Одним из самых распространенных методов спектрального анализа является гармонический анализ или преобразование Фурье. Бурное развитие вычислительной техники и методов цифровой обработки сигналов (ЦОС) обусловило появление численного алгоритма преобразования Фурье – дискретного преобразования Фурье (ДПФ) и его оптимизированной версии – быстрого преобразования Фурье (БПФ). Появление современных аналого-цифровых преобразователей (АЦП) и цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) с динамическим диапазоном более 100 дБ обуславливает актуальность вопроса точности используемых алгоритмов ЦОС. В этой связи представляется интересным исследовать вопрос точности алгоритмов ДПФ и БПФ, оценив уровень накапливаемых ошибок при их использовании.

Преобразование Фурье

Суть преобразования Фурье заключается в разложении сигнала на сумму (интеграл) гармонических колебаний с различными частотами, амплитудами и фазами [1]. Каждая гармоническая составляющая описывается комплексной экспонентой, что позволяет компактно представить как амплитуду, так и фазовые характеристики сигнала.

Пусть задан непрерывный сигнал:

$$x(t), -\infty < t < +\infty \quad (1)$$

Тогда преобразование Фурье определяется следующей формулой:

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad (2)$$

где $X(\omega)$ – спектральное представление сигнала; ω – круговая частота; j – мнимая единица; $j^2 = -1$.

ДПФ используется для анализа сигналов, заданных конечным числом отсчетов, что позволяет использовать его в цифровых вычислительных системах.

Пусть задан дискретный сигнал

$$x[n] = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

где N – количество отсчётов сигнала. Тогда дискретное преобразование Фурье определяется следующим образом [2]:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] * e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

Для ускорения вычислений используется быстрое преобразование Фурье. Алгоритмы БПФ не изменяют математическую сущность ДПФ, а лишь оптимизируют порядок вычислений. В отличие от прямого вычисления ДПФ, обладающего вычислительной сложностью $O(N^2)$, алгоритмы БПФ позволяют снизить сложность до $O(N \log N)$ за счёт использования симметрии и периодичности функций [3].

Наиболее распространенным алгоритмом является алгоритм Кули-Тьюки, основанный на разбиении входной последовательности на четные и нечетные отсчеты, это не новое преобразование, а алгоритм более быстрого вычисления той же самой формулы ДПФ. Ни базис, ни коэффициенты, ни результат для дискретных сигналов не меняются – меняется только порядок и способ вычислений. Данное свойство позволяет использовать алгоритм БПФ в практических задачах вместо прямого ДПФ, получая идентичные результаты при значительно меньших вычислительных затратах.

Моделирование сигнала и применение ДПФ и БПФ

Для экспериментального исследования были использованы тестовые сигналы, формируемые в программе в виде массивов комплексных чисел. Тестовый сигнал представлял собой сумму двух гармоник с амплитудами и частотами, определяемыми при каждом запуске случайно и случайного шума (рисунок 1). Амплитуда первой гармоники лежала в диапазоне $[0,5; 1,49]$, частота первой гармоники лежала в диапазоне $[30; 149]$ Гц. Амплитуда второй – $[0,3; 1,29]$, частота – $[160; 359]$ Гц. Шумовые отсчеты генерировались в диапазоне амплитуд $[0; 3,2767]$ отдельно для каждой из квадратур. Пример тестового сигнала представлен на рисунке 1.

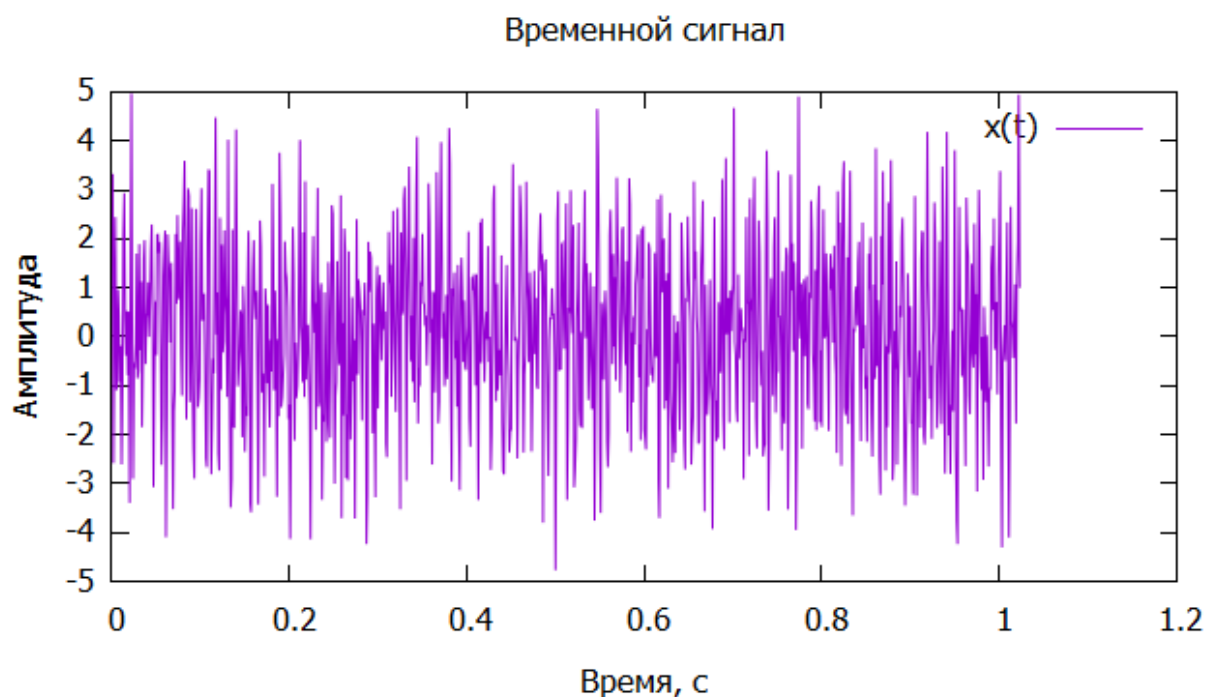


Рисунок 1. График входного сигнала $x(t)$ во временной области

На рисунке 2 представлен амплитудный спектр сигнала, полученный в результате работы алгоритма БПФ. По оси абсцисс на рисунке отложена частота f в герцах, по оси ординат – модуль спектральной функции $|X(f)|$.

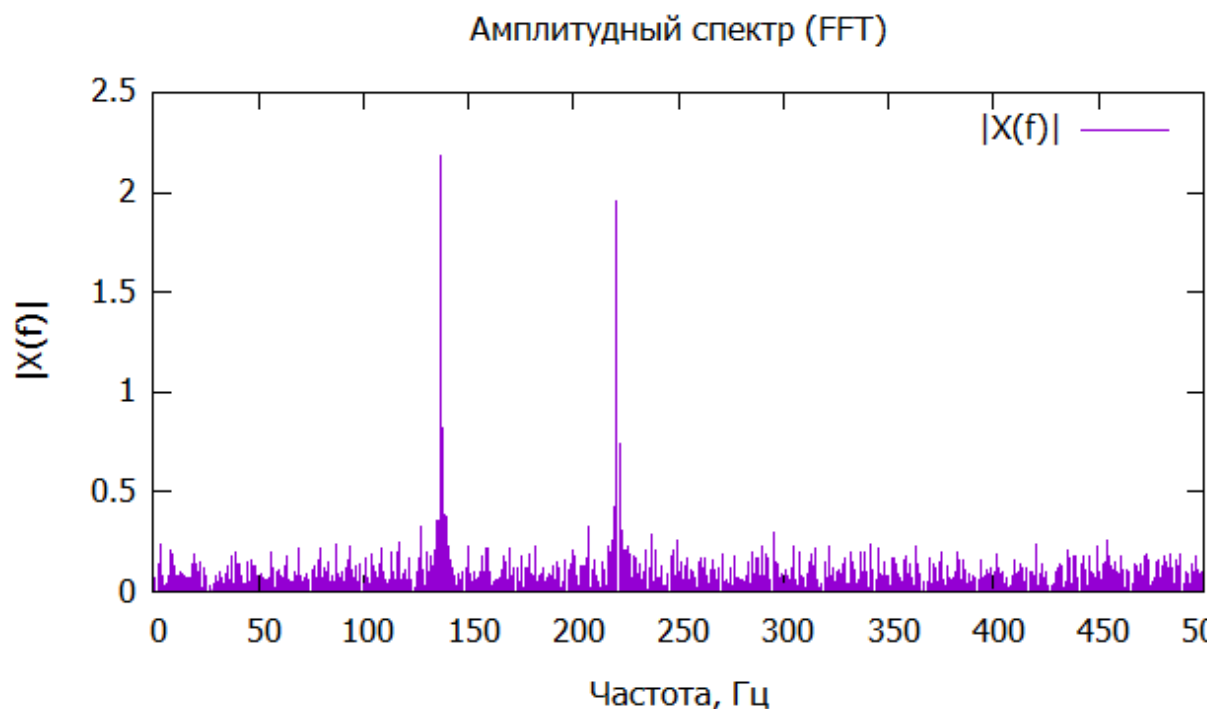


Рисунок 2. Амплитудный спектр сигнала, полученный в результате работы БПФ

Исследование численных ошибок

Основным источником ошибок в алгоритмах ДПФ и БПФ являются ошибки округления, возникающие из-за конечной точности представления чисел с плавающей точкой.

Для исследования поведения численной ошибки была разработана тестовая программа, использующая три алгоритма преобразования Фурье: собственные реализации алгоритмов ДПФ и БПФ, а также готовую реализацию БПФ из сторонней библиотеки DSPL-2.0.

Для каждого из алгоритмов, при различном количестве точек, проводилось 100 экспериментов по вычислению численной ошибки. В ходе каждого из экспериментов формировался входной сигнал, представляющий собой сумму двух гармонических составляющих со случайно выбранными частотами и амплитудами, а также белого шума. На следующем этапе выполнялось вычисление спектра сигнала и обратное преобразование с целью восстановления исходной последовательности. Далее производилась оценка точности восстановления сигнала. Для этого вычислялась средняя разность между исходными и восстановленными последовательностями отдельно для каждого из алгоритмов.

Имея значения усредненной ошибки для выборок различной длины, можно построить графики зависимости погрешности различных реализаций преобразования Фурье от числа отсчетов.

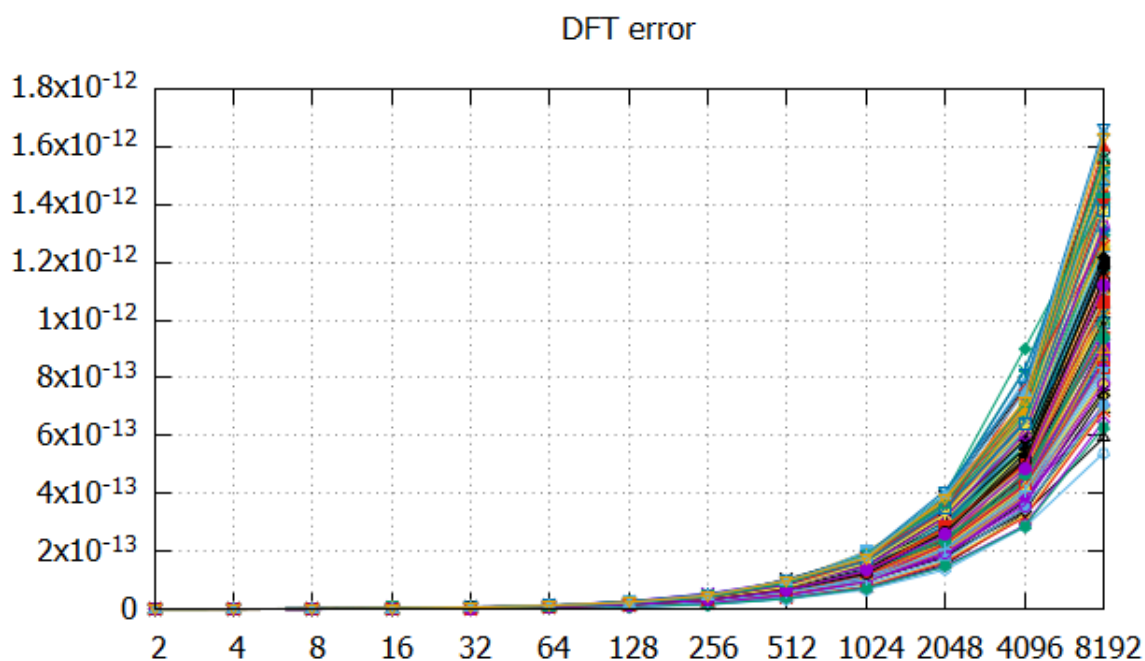


Рисунок 3. Среднее значение ошибки алгоритма ДПФ для разного количества точек

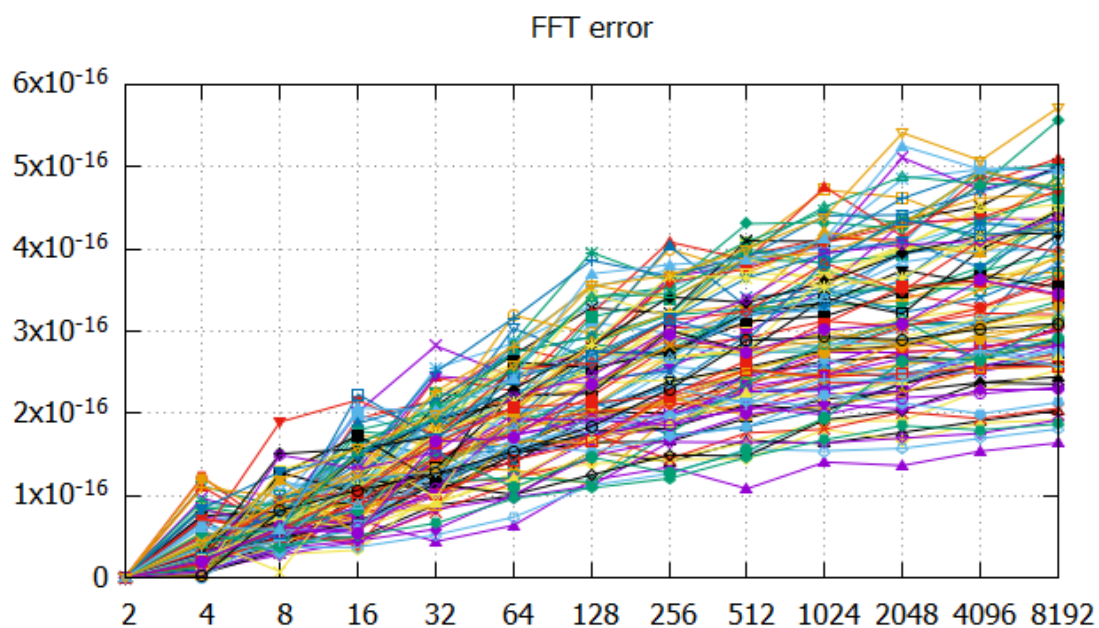


Рисунок 4. Среднее значение ошибки алгоритма БПФ для разного количества точек

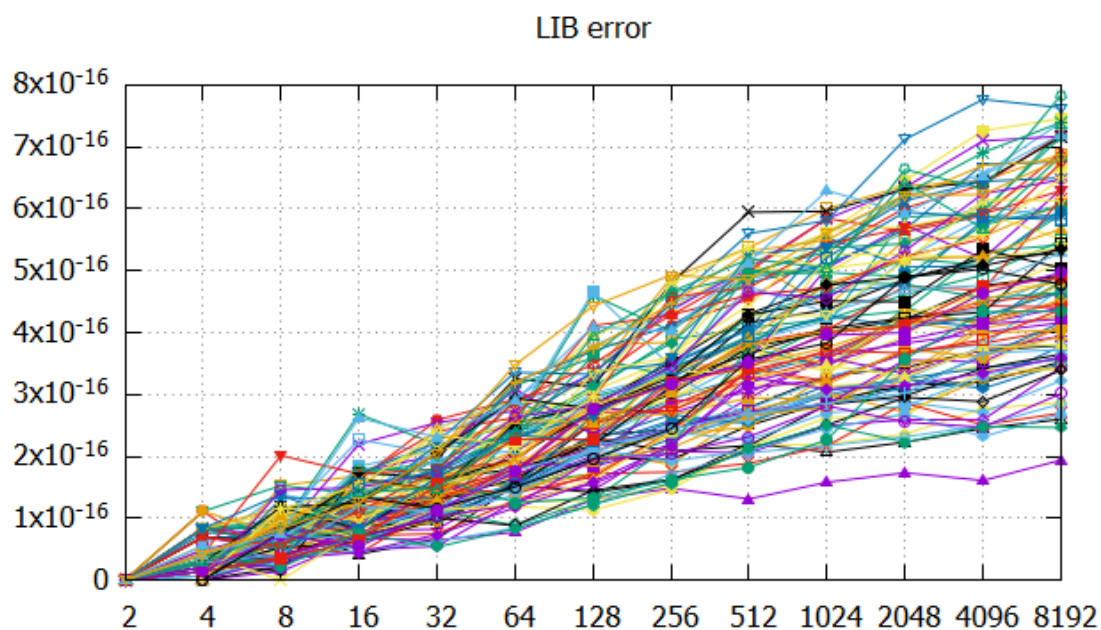


Рисунок 5. Среднее значение ошибки алгоритма ББПФ для разного количества точек

Имея среднее значение ошибок для каждого из 100 экспериментов, можно посчитать среднюю ошибку и среднеквадратичное отклонение для 100 экспериментов. Для более полной оценки разброса значений ошибки дополнительно вычисляется среднеквадратичное отклонение (СКО), которое определяется по формуле:

$$\sigma = \sqrt{\sum (x_i - \bar{x})^2} \quad (5)$$

Графики зависимости средней ошибки и СКО от количества отсчётов представлены на соответствующих графиках.

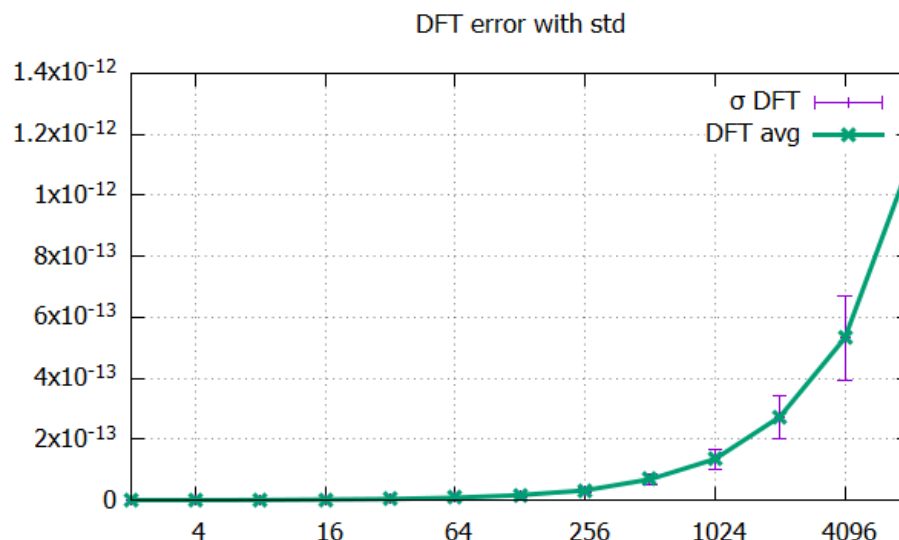


Рисунок 6. Значения средней ошибки всех экспериментов, СКО алгоритма ДПФ

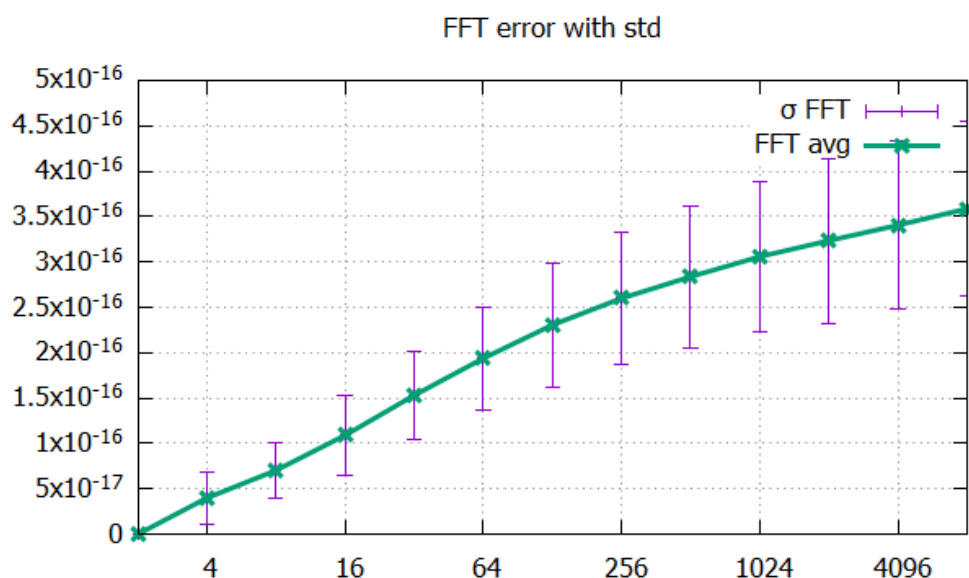


Рисунок 7. Значения средней ошибки всех экспериментов, СКО алгоритма БПФ

Исходя из построенных графиков можно сделать вывод о характере численных ошибок различных реализаций преобразования Фурье. Для алгоритма ДПФ наблюдается наиболее высокая величина ошибки. При малых длинах сигналов величина погрешности составляет порядка 10^{-16} , однако с увеличением количества отсчётов ошибка начинает быстро возрастать. Для длины сигнала 8192 отсчёта величина ошибки достигает порядка 10^{-12} . График имеет выраженный экспоненциальный характер

роста, что наглядно видно на рисунке 9, а разброс между отдельными экспериментами также увеличивается при росте длины сигнала.

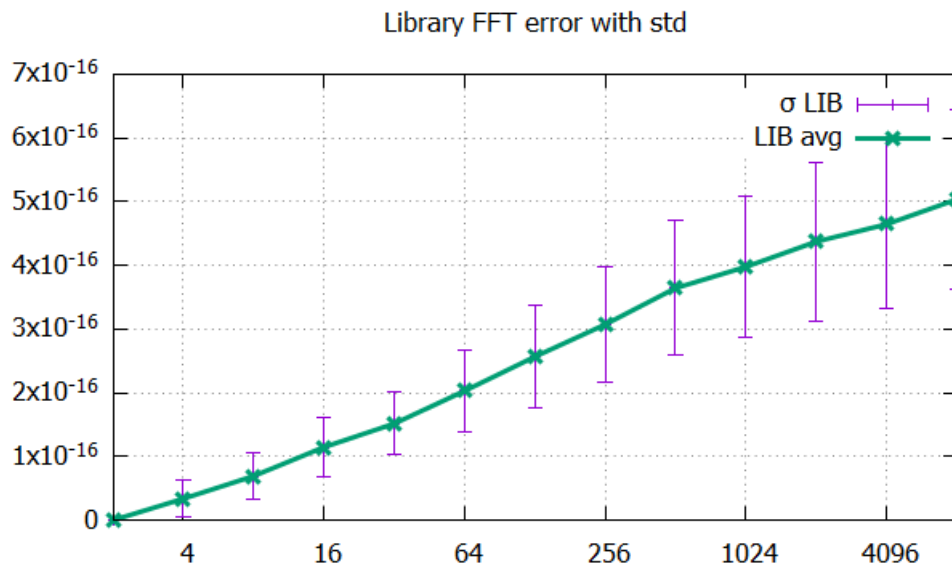


Рисунок 8. Значения средней ошибки всех экспериментов, СКО алгоритма БПФ

Алгоритм БПФ дает меньшие численные ошибки по сравнению с ДПФ. Для большинства значений длины сигнала ошибка находится в диапазоне порядка 10^{-16} . Рост ошибки с увеличением числа отсчётов также присутствует, но более плавный, чем при ДПФ. Даже при длине сигнала 8192 отсчёта величина ошибки не превышает порядка 10^{-16} . Разброс значений ошибок между различными экспериментами невелик и составляет примерно один порядок.

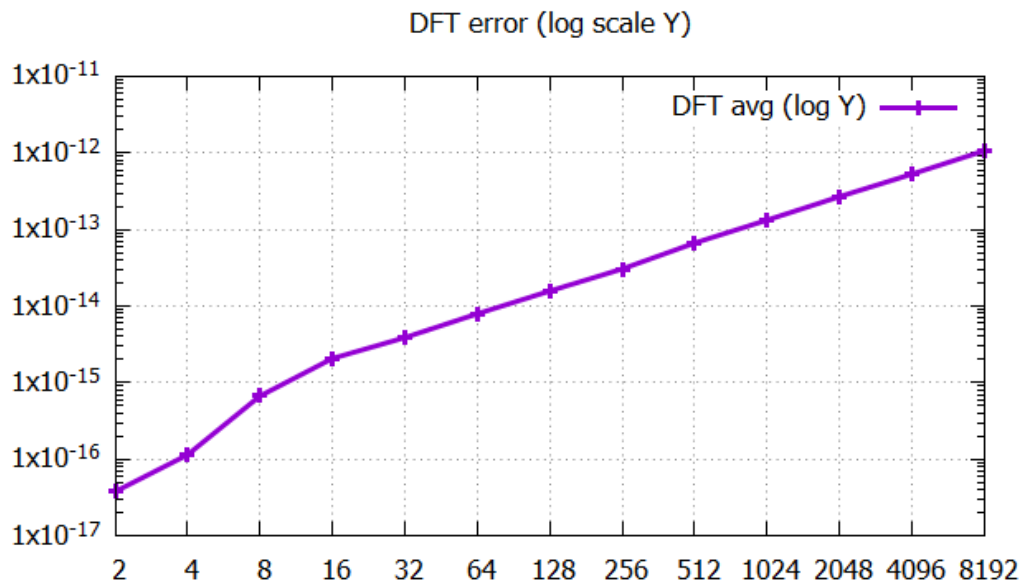


Рисунок 9. Значения средней ошибки всех экспериментов, СКО алгоритма ДПФ на логарифмической прямой

Готовая библиотечная реализация БПФ показывает результаты, близкие к собственной реализации БПФ. Ошибки также находятся на уровне

порядка 10^{-16} . При увеличении длины сигнала наблюдается постепенный рост ошибки. Сравнение графиков показывает, что: ДПФ обладает наиболее высокой скоростью увеличения численной ошибки, обе реализации БПФ значительно устойчивее к накоплению ошибок. Увеличение длины сигнала приводит к росту погрешности для всех алгоритмов, однако, при одинаковом количестве точек ошибки БПФ и библиотечной реализации отличаются незначительно и находятся в пределах порядка 10^{-16} , тогда как ошибка ДПФ для длины реализации 8192 отсчетов больше на 4 порядка.

Для БПФ характерен плавный рост ошибок и сравнительно компактный разброс значений, а для ДПФ – резкое увеличение ошибки на больших размерах сигнала. Таким образом, результаты анализа показывают более высокую точность вычислений алгоритмов БПФ при обработке сигналов большой длины.

Заключение

В работе рассмотрены различные алгоритмы преобразования Фурье. Для оценки численной ошибки была разработана тестовая программа, реализующая алгоритмы ДПФ, БПФ. На первом этапе работы были получены графические представления входных сигналов и их спектров, вычисленных с использованием алгоритмов ДПФ и БПФ. В рамках исследования был проведён анализ величины численной ошибки алгоритмов ДПФ, БПФ и библиотечного БПФ. Проведённые эксперименты показали, что величина ошибки напрямую зависит от количества обрабатываемых отсчётов и особенностей реализации алгоритма. Для каждого алгоритма были определены средние значения ошибки и среднеквадратичное отклонение. Полученные результаты подтвердили, что алгоритмы БПФ обеспечивают снижение вычислительной сложности по сравнению с прямым ДПФ при более высокой точности вычислений. Это делает БПФ наиболее эффективным и практически применимым методом спектрального анализа в современных системах цифровой обработки сигналов.

Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России.

Список литературы

1. Харкевич А. А. Спектры и анализы/ Харкевич А. А. – Москва: Государственное издательство физико-математической литературы – 1962. – 234 с.
2. DSPLIB.org - URL: <https://ru.dsplib.org/>
3. Кумков С. И. Основы теории сигнала: учебное пособие/ Кумков С. И. Цветков А. В. – Екатеринбург: Издательство Уральского университета - 2023. – 114 с.

Оптимизация процедуры проверки работоспособности приемопередатчика голосовой УКВ-связи путем внедрения частичной автоматизации измерительных процессов

Чепайтите В.С.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия
chep.viktoria@yandex.ru

В данном докладе рассматривается возможность оптимизации процедуры проверки работоспособности приемопередатчика голосовой УКВ-связи путем внедрения частичной автоматизации измерительных процессов.

Введение

В связи с политической обстановкой в мире для России остро стоит вопрос технической эксплуатации воздушных судов иностранного производства, а также самолетов, на борту которых установлены зарубежные блоки. На сегодняшний день в коммерческом парке пассажирских самолётов РФ используется около 700 самолётов иностранного производства, а также примерно 170 Сухих Суперджетов SSJ-100 (RRJ-95), являющимся совместной разработкой российских и зарубежных инженеров, а также по совместительству единственным российским самолётом, вышедшим в серийное производство после распада СССР. Причём на данные самолёты приходится более 95% всего пассажирооборота страны [1].

Выходом из положения для многих авиакомпаний стала самостоятельная разработка технологий обслуживания и ремонта компонентов на основе документации заводов-изготовителей. Легитимность проводимых процедур в этом случае основана на праве «использовать стандартные средства, выполняющие те же функции, что и утверждённая производителем контрольно-проверочная аппаратура (КПА)».

Примером подобного кейса является приёмопередатчик голосовой УКВ-связи, устанавливаемый на самолёте RRJ-95. Нашей авиакомпанией уже разработана, утверждена и внедрена в процесс технической эксплуатации процедура проверки работоспособности данного компонента на основе СММ (руководства по технической эксплуатации компонента). В качестве альтернативы заводской КПА помимо классического лабораторного оборудования для проверок используются ARINC-анализатор и программное обеспечение CoPilot, позволяющие подавать испытываемому блоку все необходимые управляющие сигналы для его работы в комплексе бортового оборудования, тем самым имитируя режимы реальной эксплуатации приёмопередатчика прямо в лаборатории. На

рисунке 1 представлено рабочее окно проекта проверки приемопередатчика голосовой УКВ-связи в программе CoPilot.

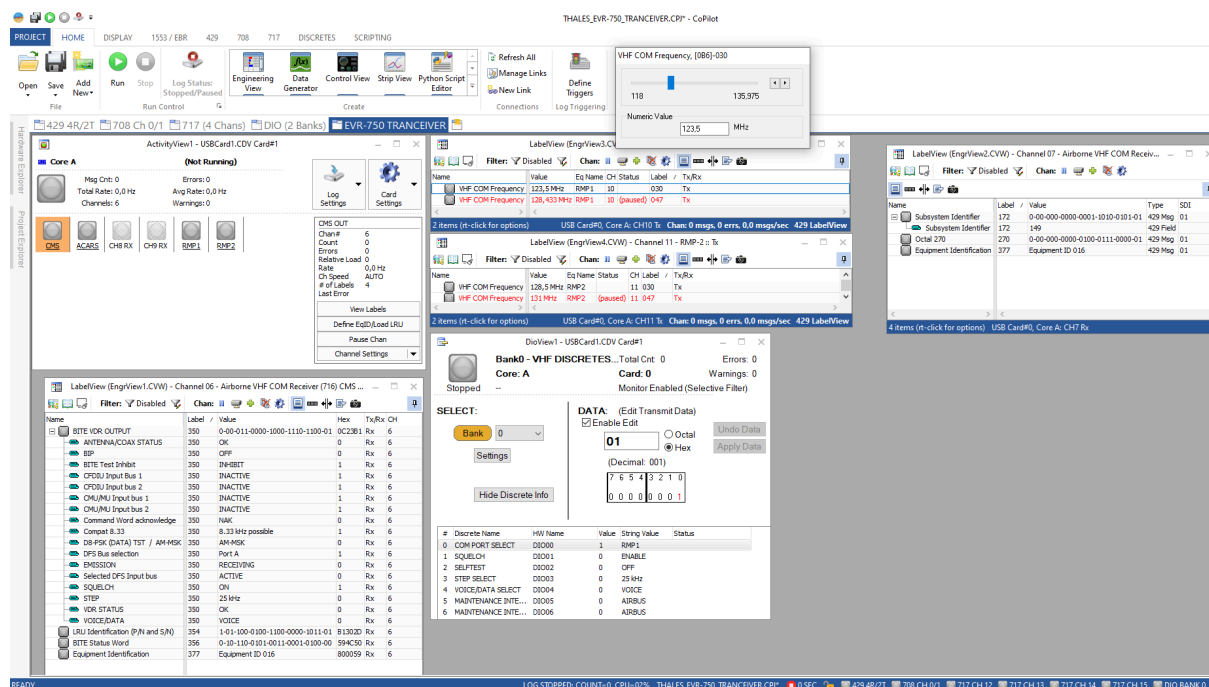


Рисунок 1. Рабочее окно проекта проверки приемопередатчика голосовой УКВ-связи в программе CoPilot

Даже без учета сложности работы с CoPilot процедура проверки представляет собой большой список тестов, требующих использование различного измерительного оборудования, а также вычисления ряда производных физических величин для большого массива данных. Соответственно, ее проведение занимает много времени, требует скрупулезного протоколирования полученных данных, а также их анализа. Кроме того, имеет место быть влияние человеческого фактора (ошибки считывания, сложность протоколирования, округление величин). Отсюда вытекает актуальность задачи оптимизации данной процедуры путем частичной автоматизации, что позволит:

- существенно уменьшить время, требуемое на проведение процедуры проверки работоспособности;
- уменьшить влияние человеческого фактора;
- повысить достоверность результатов тестов при сохранении гибкости настройки и контроля правильности измерений исполняющим.

Таким образом, целью данной работы является повышение эффективности технического обслуживания УКВ-приемопередатчика за счет разработки и внедрения алгоритмов частичной автоматизации измерений основных параметров.

Приемопередатчик голосовой УКВ-связи

Авиационное оборудование, называемое EVR (Enhanced VHF Radio), представляет собой УКВ-приемопередатчик связи, работающий в авиационном диапазоне (118 МГц – 137 МГц), используемый на воздушных транспортных судах в качестве основного оборудования для связи с наземной инфраструктурой управления воздушным движением (в пределах материка) или для связи между воздушными судами (в целях ретрансляции и аварийной связи) [2].

На рисунке 2 представлены расположение и внешний вид приемопередатчиков голосовой УКВ-связи самолета RRJ-95.

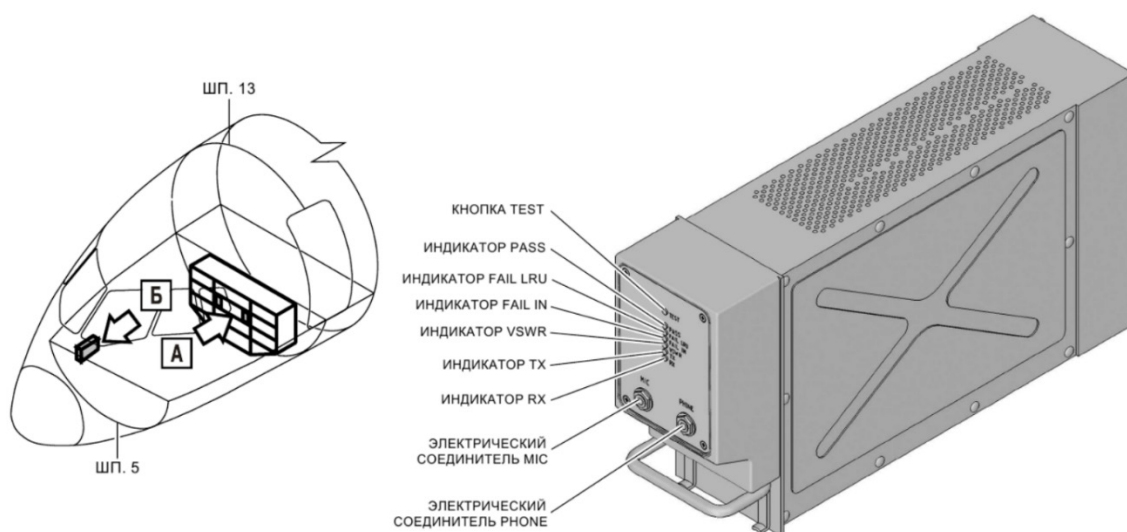


Рисунок 2. Расположение и внешний вид приемопередатчиков голосовой УКВ-связи самолета RRJ-95

Приемопередатчик EVR750 работает в следующих режимах:

Режим 0А. Аналоговая голосовая связь с двухполосной амплитудной модуляцией и подавленной несущей (DSB-AM – Double Sideband Amplitude Modulation) в одностороннем режиме с расстоянием между каналами 25 кГц.

Режим 0В. Аналоговая голосовая связь с DSB-AM в одностороннем режиме с расстоянием между каналами 8,33 кГц.

Режим 1А. Передача/прием данных в одностороннем режиме с амплитудной модуляцией со стороны центра обслуживания воздушного движения (ATSU – Air Traffic Service Unit) и манипуляцией минимальным фазовым сдвигом (MSK – Minimum Shift Keying) со стороны блока управления системы обмена данными ACARS (CMU – Communications Management Unit), при этом MSK осуществляется извне в блоке управления CMU. Скорость передачи сигнала составляет 2,4 кб/сек. при расстоянии между каналами 25 кГц. Многостанционный доступ с контролем несущей CSMA (Carrier Sense Multiple Access).

Режим 1С. Передача/прием данных в одностороннем режиме с АМ со стороны ATSU и манипуляцией MSK со стороны CMU, при этом MSK осуществляется внутри самого приемопередатчика. Скорость передачи сигнала составляет 2,4 кб/сек. при расстоянии 25 кГц между каналами.

Режим 2. Передача/прием данных в одностороннем режиме с дифференциальной восьмифазной манипуляцией (D8PSK – Differential 8 Phase-Shift Keying). Скорость передачи сигнала составляет 31,5 кб/сек. при расстоянии 25 кГц между каналами. Доступ к каналу – неадаптивный р-настойчивый CSMA. Интерфейс приемопередатчика с ATSU/CMU осуществляется через высокоскоростной канал ARINC 429.

Лабораторное оборудование и программное обеспечение

В качестве измерительного лабораторного оборудования для проверки работоспособности приемопередатчика голосовой УКВ-связи используются:

1. Анализатор спектра Anritsu MT8801C – многофункциональное устройство, предназначенное для разработки, тестирования и анализа в сфере радиоэлектроники и сотовых сетей связи. Он объединяет в себе функции генератора высокочастотных сигналов, спектрального анализатора и термоэлектрического ваттметра.

2. Цифровой осциллограф Tektronix TDS 3034C – четырехканальный цифровой осциллограф настольного типа для записи, визуализации и анализа временных характеристик электрических сигналов.

3. Цифровой мультиметр Keysight Technologies 34410A – высокоточный цифровой мультиметр с разрешением 6,5 разрядов для прецизионных измерений электрических параметров.

4. Цифровой мультиметр SANWA PC7000 – портативный профессиональный мультиметр для точных измерений электрических параметров и диагностики электрооборудования.

5. Генератор сигналов Ronde&Schwarz SML 01 – высокоточный генератор сигналов общего назначения для генерации и модуляции радиочастотных сигналов.

6. Анализатор связи Marconi Instruments 2955B – многофункциональный радиоизмерительный комплекс (сервис-монитор) для тестирования, настройки и диагностики систем радиосвязи.

Все перечисленные приборы имеют возможность подключения к ПК в целях управления и создания отчетов, что дает возможность использовать их для автоматизации процессов измерения.

Как было отмечено ранее, управление и имитация работы самого приемопередатчика осуществляется с помощью программного обеспечения CoPilot, работающего с ARINC-анализаторами компании Astronics Ballard Technology.

CoPilot – это программная среда на базе Windows, разработанная компанией Astronics Ballard Technology для анализа, моделирования и тестирования обмена данными по протоколам, используемым в авиационной отрасли. К поддерживаемым стандартам относятся MIL-STD-1553, ARINC 429, ARINC 664/AFDX, ARINC 708, ARINC 717, стандарты дискретных шин передачи данных и многие другие.

Важной функцией CoPilot, существенно расширяющей ее возможности, является поддержка скриптов на языке Python, что позволяет управлять дополнительным оборудованием и передавать информацию между приложениями. Встроенные средства программирования и отладки включают в себя окно просмотра, браузер объектов, командную строку и точки останова с одношаговым режимом работы.

Информацию можно генерировать, изменять и отображать в различных системах счисления (включая двоичную, десятичную, восьмеричную и шестнадцатеричную) или переводить в удобный формат инженерных единиц прямо во время работы проекта. Также можно отслеживать данные с помощью последовательного монитора и сохранять их в файл для последующего анализа.

Кроме того, CoPilot имеет богатый функционал для графического отображения данных в виде всевозможных дисплеев, индикаторов, шкал, графиков и т.д. Можно создавать интерактивные приборные панели для визуализации управления – нажатия кнопок, переключения тумблеров и т.п. (рисунок 3).

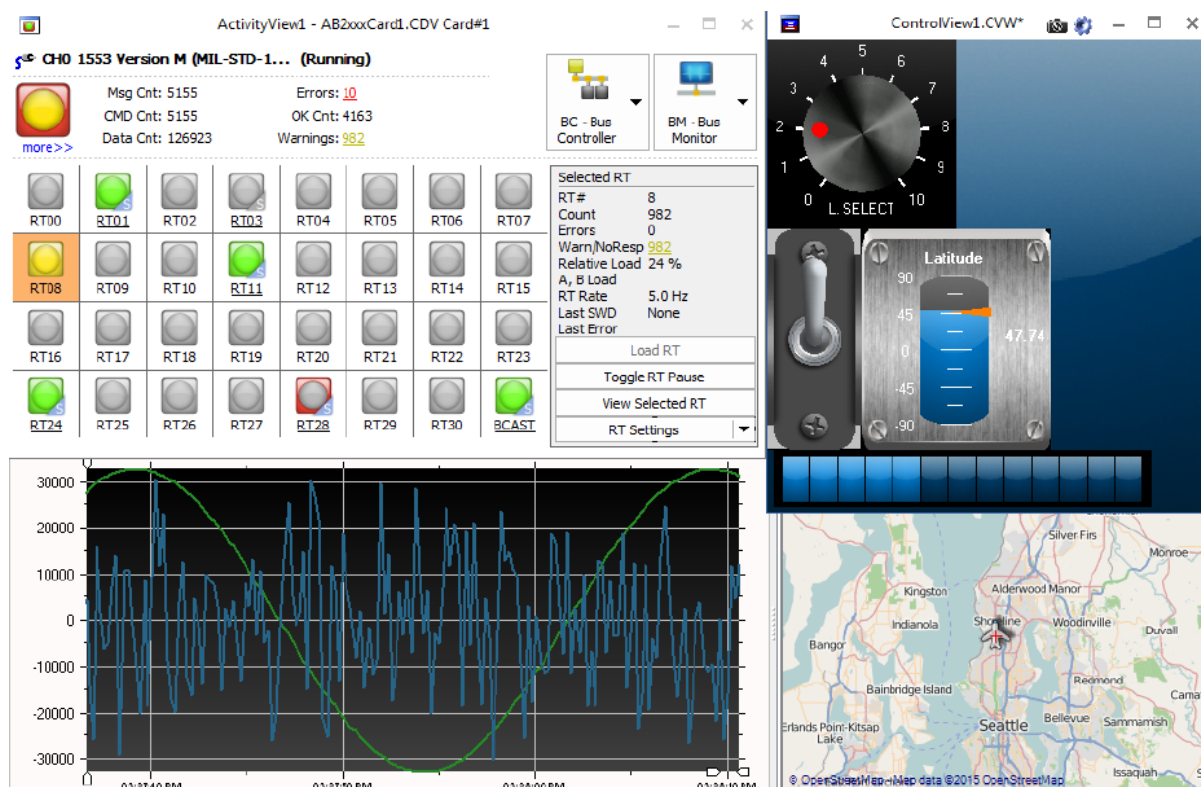


Рисунок 3. Пример графического представления данных

С помощью CoPilot можно воспроизводить ранее записанные данные по шине двумя способами:

1) через интерфейсное оборудование (ARINC-анализатор) прямо на шине данных – для диагностики или иного взаимодействия с реальным оборудованием;

2) полностью в программной среде – для многократного просмотра данных с использованием всех доступных дисплеев, графиков и инструментов.

CoPilot обладает уникальной возможностью вводить в шину данных преднамеренные контролируемые ошибки – это могут быть электрические сбои, логические ошибки, проблемы с контролем чётности. Отработка таких нестандартных сценариев позволяет определить, как система ведёт себя в нештатных ситуациях [3].

Принцип оптимизации

Суть идеи оптимизации заключается в создании интерфейса и управлении с помощью ПК (рисунок 4): испытуемым блоком передатчика, лабораторным измерительным оборудованием.

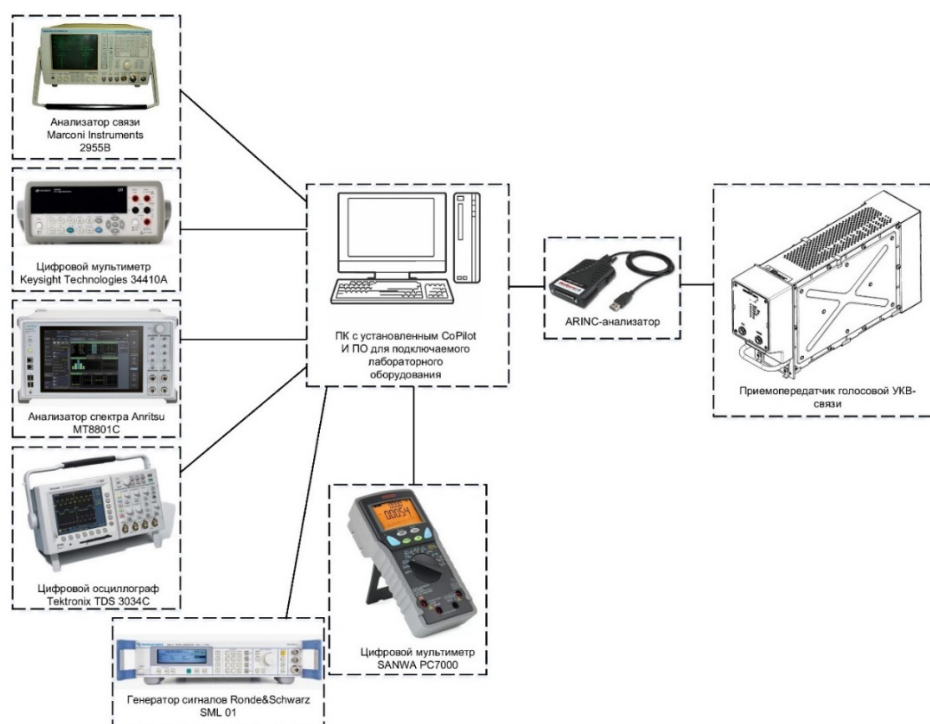


Рисунок 4. Схема подключения оборудования

На рисунке 5 представлена схема установки для проведения проверок работоспособности передатчика [2].

Например, цифровой мультиметр SANWA PC7000 можно подключить к компьютеру с помощью специального USB-кабеля KB-USB7 с гальванической развязкой. Управление и автоматическая запись

измерений осуществляется с помощью программы PC Link 7, которая способна сохранять отчеты в виде csv-файлов. Данное расширение с лёгкостью можно преобразовать в формат Excel, работу с которым поддерживает CoPilot.

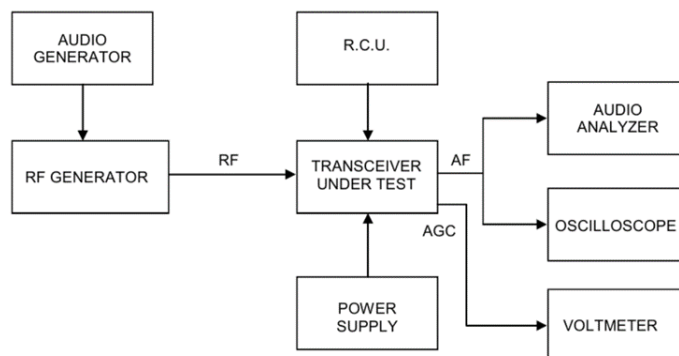


Рисунок 5. Схема установки для проведения проверок работоспособности приемопередатчика

Также Excel удобно использовать для выполнения математических операций и расчета производных величин, поскольку в отличие от CoPilot он задействует гораздо меньше вычислительных мощностей ПК. Таким образом, среде CoPilot достаточно сослаться на ячейку, отвечающую за результат проведения проверки (1 = TEST OK, 0 = TEST FAILED), и в случае успешного прохождения теста автоматически переключить режим работы приемопередатчика для новой проверки.

Помимо этого, Excel является практичным инструментом для протоколирования: в случае обнаружения сбоя легко отследить момент ошибки.

Заключение

В работе рассмотрена возможность оптимизации процедуры проверки работоспособности приемопередатчика голосовой УКВ-связи путем внедрения частичной автоматизации измерительных процессов. Т.к. все приведенное лабораторное оборудование обладает функцией создания отчетов, оптимальным решением для сбора, обработки и протоколирования информации выступает Excel, причем данные отчеты также может обрабатывать CoPilot с помощью функции написания скриптов.

Список литературы

1. Ассоциация туроператоров. Статистика Минтранса: сколько у России сейчас самолетов и каких. – URL: <https://www.atorus.ru/news/press-centre/new/59791.html> (дата обращения: 03.02.2026). – Текст : электронный.
2. Component Maintenance Manual. Chapter 23-12-30: Enhanced VHF Radio. VHF Communications Transceiver. THALES, 2020.
3. CoPilot User's Manual Version 7: Avionics Databus ToolsRev. H0. Ballard Technology, Inc., 2020.

Разработка специализированного архива для эффективного хранения и обработки данных модели WACCM

Доорбек кызы Б.¹, Зоркальцева О.С.²

1 – Иркутский национальный исследовательский технический университет, Иркутск, Россия

2 – Институт солнечно-земной физики СО РАН, Иркутск, Россия
doorbekovabegimaj@gmail.com, olgak@iszf.irk.ru

В данном докладе рассматривается способ загрузки и оптимизации многолетних атмосферных данных модели WACCM, путем выборки ключевых параметров необходимых для исследования слоев атмосферы и дальнейшего их формирования в структурированный специализированный архив.

Введение

Современные численные модели атмосферы играют важную роль в изучении климатических процессов и динамики атмосферы. Комплексная численная модель Whole Atmosphere Community Climate Model (WACCM) это модель, формирующая массивы данных, содержащих в себе более 100 параметров, которые характеризуют состояние слоев атмосферы. С помощью модели можно получать атмосферные данные в широком диапазоне высот – от поверхности Земли до термосферы – и на различных интервалах времени, что делает ее важным инструментом научных исследований [1].

Модель WACCM уникальна тем, что может самосогласованно моделировать динамические, физические, химические, радиационные и электродинамические процессы, важные для системы Солнце-Земля [2].

Особенности модели WACCM

В основе модели WACCM лежит решение системы примитивных уравнений атмосферы, включающей уравнения движения, неразрывности, термодинамики и уравнение состояния идеального газа. Данные уравнения записываются в сферической системе координат и описывают крупномасштабную динамику атмосферы.

Структурно модель состоит из нескольких ключевых модулей:

- динамический модуль реализует численное решение уравнений движения и расчет атмосферной циркуляции;
- химический модуль представляет собой систему дифференциальных уравнений, описывающих кинетику химических реакций между различными атмосферными компонентами, подробно описанных в работе [3];
- физический модуль основывается на гидростатическом приближении, который применяется для описания крупномасштабной циркуляции атмосферы, который рассматривается в статье [1].

В каждом модуле находится достаточное количество параметров необходимых для лучшего понимания и исследования сложных взаимодействий нижней и верхней атмосферы, а также атмосферных воздействий солнечной активности и магнитосферы.

Существуют две версии модели: классическая WACCM и расширенная WACCM-X (eXtended). Основные отличия заключаются в том, что в классическом варианте охватываются высоты от поверхности до ~140 км и содержатся детальные данные средней атмосферы, где одним из наиболее важных динамических факторов являются гравитационные волны, которые параметризуются в глобальных климатических моделях [4]. А расширенная версия WACCM-X создана для исследований верхней атмосферы и ионосферы с охватом, достигающего 500-700 км [3].

В данной работе используется классическая версия WACCM, поскольку она обеспечивает оптимальный баланс между физической полнотой и вычислительной эффективностью при анализе атмосферы до высот ~100 км. И в ней имеются все интересующие нас параметры для выполнения работы.

Главной целью работы является разработка подхода к формированию оптимизированного архива атмосферных данных, состоящих из конкретно заданных параметров, необходимых для анализа. Потому как использование исходного набора данных, предоставляемых WACCM, связано с трудностями в виде высоких требований к вычислительным ресурсам, длительному времени обработки и сложностям анализа.

Материалы и методы

В качестве исходных данных были использованы архивы модели WACCM, содержащие ежедневные файлы больших объемов. Изначально планировалось извлекать требуемые параметры из полноразмерных файлов, однако большой объем данных, где один файл равный одному дню, весил ~8 Гб, было необходимо найти альтернативное решение, так как этот вариант требовал много времени для загрузки и обработки, а также дискового пространства. В итоге был выбран подход, основанный на формировании пользовательских запросов на сайте [5] к архиву данных для каждого параметра по отдельности. Что, даже учитывая наличие дополнительных нежелательных показателей, позволило сократить объем загружаемой информации до ~75 МБ на параметр.

В качестве целевых параметров были выбраны:

- температура;
- геопотенциальная высота;
- зональная компонента скорости ветра;
- меридиональная компонента скорости ветра.

Дальнейшая обработка данных WACCM осуществлялась с использованием языка Python и библиотеки xarray, которая обеспечивала

работу с многомерными массивами в формате NetCDF. Для того чтобы в результате получить структурированный архив, было разработано 3 алгоритма: загрузка, обработка, архивация. Эти алгоритмы содержали в себе следующие основные этапы:

1. группировку файлов по временным меткам;
2. проверку на наличие всех требуемых параметров;
3. синхронизацию координатных данных к единому формату;
4. объединение ключевых параметров в виде файла одного дня;
5. сохранение в формате NetCDF4 с использованием сжатия.

После всех вышеперечисленных этапов удалось существенно сократить объем исходных данных без искажения физических характеристик данных, что является важным условием их дальнейшего использования в научных исследованиях.

Результаты обработки данных

Набор данных, полученный в результате обработки, далее используется для формирования архива, структура которого должна обеспечивать удобство хранения и анализа данных. Архив организован по иерархическому принципу с разделением по годам и месяцам, что позволяет эффективно работать с многолетними массивами данных. Структуру архива можно увидеть на рисунке 1.

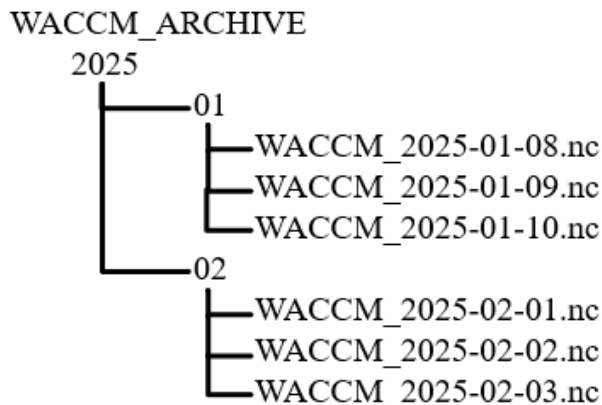


Рисунок 1. Структура оптимизированного архива данных

Данная структура позволяет упростить доступ к данным и их хранение. Кроме того, структурированная организация данных по временным интервалам обеспечивает удобство масштабирования архива и его использования в задачах долговременного анализа атмосферных процессов.

Для визуального представления результатов обработки, было рассмотрено сравнение объемов однодневных файлов исходного и оптимизированного архивов. На рисунке 2 представлена количественная оценка эффективности предложенного метода.

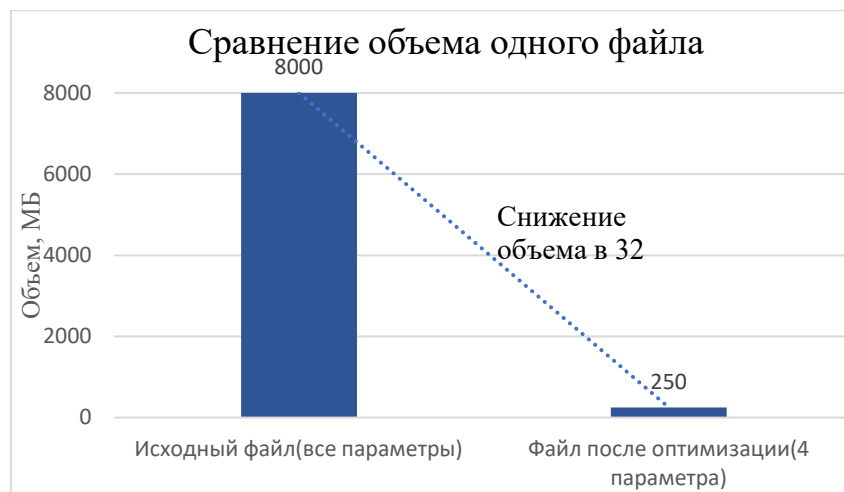


Рисунок 2. Сравнение объема данных одного файла до и после оптимизации

Результаты показывают, что объем данных был уменьшен в более чем 30 раз, что существенно сокращает время обработки и упрощает структуру хранения данных.

После формирования архива, была выполнена проверка корректности обработки данных. Для этого был проведен анализ одного из основных параметров – температуры. На рисунке 3 представлена карта распределения

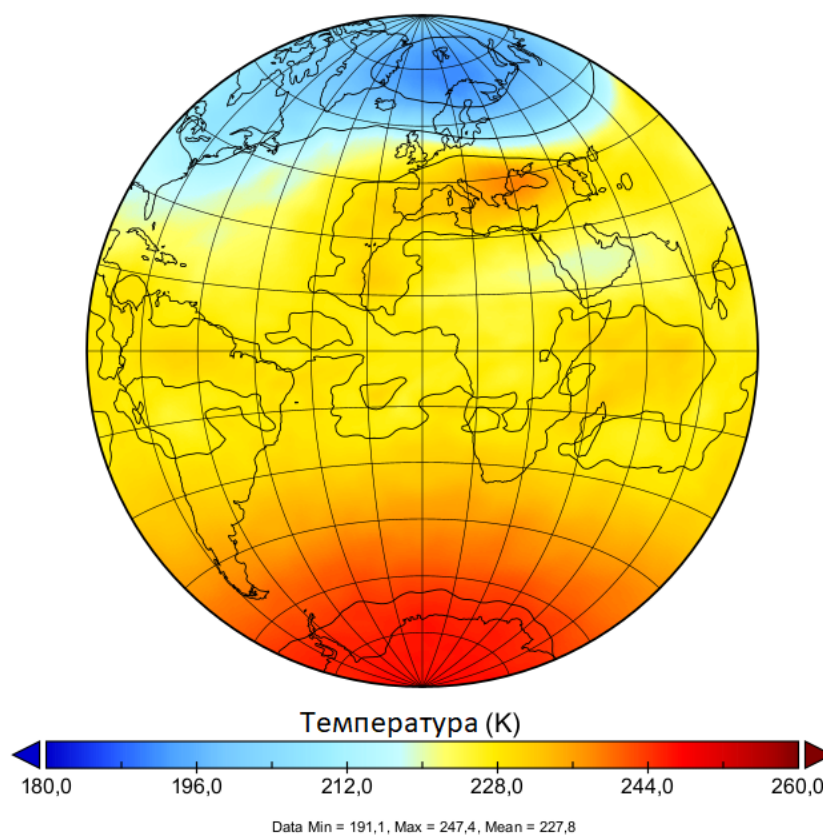


Рисунок 3. Карта пространственного распределения температуры на уровне 10 гПа

температуры в полярной области Северного полушария на уровне давления 10 гПа.

На карте продемонстрировано физически корректное распределение температуры в виде выраженного температурного градиента между полярными и средними широтами, что соответствует ожидаемым особенностям циркуляции атмосферы на высоте 10 гПа. Это доказывает, что в процессе обработки, преобразования и сжатия исходных файлов не произошло искажения физических параметров данных.

Заключение

В ходе данной работы был разработан и реализован алгоритм оптимизации атмосферных данных модели WACCM, основанный на выделении ключевых параметров из исходного набора данных и формировании специализированного структурированного архива.

Проведенный анализ показал, что использованный способ позволяет значительно уменьшить размер данных, что способствует снижению вычислительной нагрузки и упрощает процесс анализа. С учетом всех манипуляций, основные свойства данных сохраняют свою физическую информативность, что подтверждается результатами визуализации.

Полученные результаты могут быть использованы в задачах климатического моделирования, анализа атмосферных процессов и обработки больших массивов научных данных.

Список литературы

1. Garcia, R. R., D. R. Marsh, D. E. Kinnison, B. A. Boville, and F. Sassi (2007), *Simulation of secular trends in the middle atmosphere, 1950–2003*, *J. Geophys. Res.*, 112, D09301, doi:10.1029/2006JD007485.
2. Liu, H.-L., et al. (2010), *Thermosphere extension of the Whole Atmosphere Community Climate Model*, *J. Geophys. Res.*, 115, A12302, doi:10.1029/2010JA015586.
3. A. Gettelman, M. J. Mills, D. E. Kinnison, R. R. Garcia, A. K. Smith, D. R. Marsh, S. Tilmes, F. Vitt, C. G. Bardeen, J. McInerney, H.-L. Liu, S. C. Solomon, L. M. Polvani, L. K. Emmons, J.-F. Lamarque, J. H. Richter, A. S. Glanville, J. T. Bacmeister, A. S. Phillips, R. B. Neale, I. R. Simpson, A. K. DuVivier, A. Hodzic, W. J. Randel /*The Whole Atmosphere Community Climate Model Version 6 (WACCM6) 2019. JGR Atmosphere. V.124, Is.23.P. 12380-12403. https://doi.org/10.1029/2019JD030943*
4. Vierinen J., Lehtinen M.S., Orispää M., Virtanen I.I. *Transmission code optimization method for incoherent scatter radar // Annales Geophysicae. – 2008. – Vol. 26, No.5. – P. 2923–2927.*
5. *Atmospheric Chemistry Observations & Modeling/National Center for Atmospheric Research/University Corporation for Atmospheric Research (2020): Whole Atmosphere Community Climate Model (WACCM) Model Output. NSF National Center for Atmospheric Research. https://doi.org/10.5065/G643-Z138. Accessed† 18/03/2026.*

Экспериментальная оценка метрологических характеристик 24-битного АЦП ADS1256 в составе готового модуля

Свешников Д.А., Ченский А.Г., Ченский Д.А.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия

dmitriysvshnikov@gmail.com, chens-01@yandex.ru, dimpson05@yandex.ru

Прецизионные измерительные системы играют важную роль во многих сферах науки и техники. В данной работе представлено экспериментальное исследование аналого-цифрового преобразователя ADS1256, реализованного в составе готового измерительного модуля. Проведена оценка его метрологических характеристик, включая уровень шума, дрейф нуля и эффективное количество бит при различных режимах работы. Показано, как скорость дискретизации и усиления влияют на точность измерений, а также подтверждено соответствие полученных результатов паспортным данным.

Введение

Современные измерительные системы предъявляют высокие требования к точности и стабильности аналого-цифровых преобразователей, особенно в задачах прецизионных измерений и обработки слабых сигналов. Одним из популярных решений для таких задач является 24-битный АЦП ADS1256 [1], обладающий высокими заявленными характеристиками. Однако реальные параметры устройства могут отличаться от паспортных значений из-за влияния аппаратной реализации измерительного модуля, качества питания и внешних помех [6,8]. В данной работе проведено экспериментальное исследование АЦП ADS1256 в составе готового измерительного модуля с целью оценки уровня шума, дрейфа нуля, эффективного количества бит (ENOB) [7], а также влияния скорости дискретизации и коэффициента усиления PGA на точность измерений.

Особое внимание уделялось исследованию поведения АЦП в реальных условиях эксплуатации, поскольку характеристики, указанные в документации, как правило, достигаются только при использовании качественной схемотехники и низкошумящего окружения. Практическая проверка параметров позволяет оценить пригодность готового модуля для применения в измерительных системах, системах сбора данных и задачах регистрации медленно изменяющихся сигналов.

Оборудование

В качестве основы измерительной системы использовалась микроконтроллерная плата STM32F103C8 (BluePill) на базе ARM Cortex-M3, обеспечивающая взаимодействие с внешним АЦП по интерфейсу

SPI[2,3]. Использование аппаратного SPI позволило реализовать стабильный обмен данными без дополнительной согласующей логики.

Ключевым элементом измерительного тракта являлся 24-битный дельта-сигма АЦП ADS1256 со встроенным программируемым усилителем PGA и аппаратной калибровкой. Данный преобразователь предназначен для высокоточных измерений медленно изменяющихся сигналов и обладает низким уровнем собственных шумов [1, 6].

Обмен данными между STM32 и ADS1256 осуществлялся через интерфейс SPI1 с использованием линий SCLK, DIN, DOUT, CS и DRDY. Питание АЦП и формирование опорного напряжения выполнялось от источника +5 В.

Для проведения части экспериментов, связанных с измерением внешнего постоянного напряжения, использовались батарейные источники питания и резистивные делители напряжения. Основная часть исследований проводилась при закороченном входе АЦП, однако для оценки поведения системы при реальном входном сигнале дополнительно были сформированы уровни напряжения 0.75 В, 1.0 В, 1.5 В и 2.0 В.

Формирование указанных напряжений осуществлялось с использованием резисторов номиналами 1.2 кОм, 2.4 кОм и 3.6 кОм, подключённых к источникам питания 1.5 В и 3.0 В (таблица 1). Для ограничения входного тока использовался последовательный резистор номиналом 10 кОм. Все элементы схемы имели общую точку земли, что снижало влияние паразитных напряжений и токовых петель.

Таблица 1

Номиналы источников и делителей

U, В	Источник питания, В	Резисторы
0.75	3В («АА» последовательно)	R1 = 3.6кОм, R2 = 1.2кОм, R3 = 10кОм
1	1.5В («АА»)	R1 = 1.2кОм, R2 = 2.4кОм, R3 = 10кОм
1.5	1.5В («АА»)	R1 = 0, R2 = 0, R3 = 10кОм, (без делителя)
2	3В («АА» последовательно)	R1 = 1.2кОм, R2 = 2.4кОм, R3 = 10кОм

Программное обеспечение

Для проведения экспериментов было разработано специализированное программное обеспечение для микроконтроллера STM32F103C8. Настройка периферии и базовая конфигурация проекта выполнялись в среде STM32CubeMX, после чего программная логика реализовывалась на языке С с использованием библиотек HAL[4, 5].

Для каждого эксперимента использовались отдельные программы или режимы работы, обеспечивающие настройку скорости дискретизации, коэффициента усиления PGA, сбор выборок и передачу результатов на персональный компьютер для последующей обработки и анализа. Обмен данными с АЦП ADS1256 осуществлялся через интерфейс SPI с контролем сигнала готовности DRDY[1, 3].

ЭКСПЕРИМЕНТ №1 - Дрейф нуля по скоростям

Цель эксперимента

Целью была оценка стабильности показаний АЦП при нулевом входном сигнале в зависимости от скорости оцифровки и исследование дрейфа среднего значения во времени.

Условия проведения

1. количество циклов на скорость: 8.
2. количество измерений на цикл: 300.
3. $V_{ref} = 5000$ мВ.
4. пауза между циклами: 3000 мс.
5. скорости: 5, 10, 25, 50, 500, 1000, 2000, 3750, 7500, 15000, 30000 SPS. (таблица 2)

Результаты эксперимента

Под кодом АЦП в данном эксперименте понимается цифровое значение, формируемое преобразователем до пересчёта в напряжение. Дрейф оценивался как максимальная разница между средними значениями кода, полученными во всех циклах измерения для каждой скорости дискретизации.

Таблица 2

Результаты дрейфа среднего кода

Скорость	Средний код (min)	Средний код (max)	Дрейф, кодах
5	-138	-142	4
10	-140	-141	1
25	-139	-140	1
50	-140	-141	1
500	-140	-142	2
1000	-143	-146	3
2000	-141	-144	3
3750	-129	-133	4
7500	-120	-125	5
15000	-136	-142	6
30000	-177	-184	7

Выводы по эксперименту

1. На всех исследуемых скоростях дрейф среднего значения оставался незначительным и не превышал 7 кодов АЦП, что соответствует долям микровольта относительно полной шкалы преобразования.

2. Наименьший дрейф наблюдался на скоростях 10–50 SPS, где изменение среднего значения составило не более 1 кода.

3. С увеличением скорости дискретизации наблюдается умеренный рост дрейфа, однако даже на максимальной скорости 30000 SPS изменение среднего значения оставалось незначительным.

4. На скорости 5 SPS наблюдалась нестабильность первых циклов измерения, вероятно связанная с влиянием внешних низкочастотных помех.

ЭКСПЕРИМЕНТ №2 - Peak-to-Peak / RMS по скоростям

Цель эксперимента

Целью было более детальное измерение реального размаха шума (Peak-to-Peak) и среднеквадратичного значения шума для каждого скоростного режима. Расчет ENOB как по RMS, так и по PP, что важно для практического применения (Peak-to-Peak показывает максимальные выбросы, которые может увидеть система) [7, 8].

Условия проведения

1. Количество измерений: 240 на скорость.
2. $V_{ref} = 5000$ мВ.
3. Скорости: 5, 10, 25, 50, 500, 1000, 2000, 3750, 7500, 15000, 30000 (таблица 3).

Результаты измерений:

Таблица 3

Результаты замеров шума и ENOB

Скорость	Ср.код	P-to-P кодов	RMS кодов	ENOB RMS	P-to-P ENOB
5	-142	3	0.64	23.65	22.42
10	-140	3	0.62	23.68	22.42
25	-139	4	0.90	23.15	22
50	-141	7	1.27	22.66	21.19
500	-140	22	3.64	21.14	19.54
1000	-143	32	6.03	20.41	19
2000	-141	44	8.22	19.96	18.54
3750	-129	59	10.26	19.64	18.12
7500	-120	63	13.35	19.26	18.02
15000	-136	89	17.61	18.86	17.52
30000	-177	97	18.95	18.76	17.40

Выводы по эксперименту

1. Лучший результат по ENOB достигнут на скорости 10 SPS – 23.68 бит (RMS) и 22.42 бита (PP). Это исключительно высокий показатель для 24-битного АЦП.

2. Peak-to-Peak шум растет предсказуемо: от 3 кодов на 10 SPS до 97 кодов на 30000 SPS.

3. Разница между ENOB(RMS) и ENOB(PP) составляет 1.2-1.6 бит, что соответствует хорошему гауссову распределению шума.

4. Смещение нуля (mean_code) варьируется от -120 до -177 в зависимости от скорости, что соответствует ± 100 мкВ – в пределах нормы.

ЭКСПЕРИМЕНТ №3 - Влияние PGA на шум

Цель эксперимента

Цель было исследование влияния усиления PGA (Programmable Gain Amplifier) на уровень шума и ENOB при различных скоростях оцифровки [1]. Определение оптимальных комбинаций PGA и скорости для разных сценариев применения.

Условия проведения

1. Количество измерений: 120 в зависимости от скорости.
2. PGA: 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64.
3. Скорости: 5, 10, 25, 50, 500, 1000, 2000, 3750, 7500, 15000, 30000 SPS. (таблица 4)

Результаты эксперимента

Таблица 4

ENOB для всех комбинаций PGA и скорости:

Скорость\PGA	1	2	4	8	16
5	21.03	21.81	22.18	20.31	20.90
10	19.33	20.39	19.04	22.19	21.64
25	23.09	21.27	22.30	22.04	20.94
50	22.94	22.17	22.01	21.01	20.54
500	21.26	20.80	20.27	19.49	18.76
1000	20.63	20.21	19.87	19.17	18.59
2000	20.12	19.62	19.43	18.64	17.99
3750	19.61	17.45	18.87	17.75	17.57
7500	19.25	18.00	17.70	17.49	17.16
15000	18.98	16.74	17.54	17.33	16.58
30000	18.63	16.95	18.00	16.64	16.29

Выводы по эксперименту

1. PGA=1 является оптимальным для большинства скоростей (от 25 до 30000 SPS). Исключение – низкие скорости 5-10 SPS, где PGA=4 или 8 могут дать небольшое преимущество.

2. Увеличение PGA выше 2 на высоких скоростях (>3750 SPS) нецелесообразно – ENOB падает на 1-3 бита.

3. При необходимости усиления малых сигналов (<100 мВ) рекомендуется использовать PGA=4-16 на низких скоростях (5-50 SPS).

4. Аномалии на 10 SPS с PGA=1 и PGA=4 (ENOB 19.33 и 19.04) – вероятно, следствие внешних помех, а не характеристики АЦП.

ЭКСПЕРИМЕНТ №4 - Длительный тест ENOB

Цель эксперимента

Целью было получение наиболее полной и статистически достоверная оценка ENOB для каждого скоростного режима. В отличие от предыдущих тестов, здесь использовалось 10 циклов по 3000 семплов каждый, что позволило усреднить результаты и исключить случайные выбросы.

Условия проведения

1. Циклов на скорость: 10
2. Измерений на цикл: 3000
3. Скорости: 5, 10, 25, 50, 500, 1000, 2000, 3750, 7500, 15000, 30000 SPS (таблица 5)

Результаты эксперимента

Таблица 5

Результат замеров ENOB на закороченном входе

Скорость (SPS)	ENOB средний	ENOB лучший	ENOB худший	Шум средний (мкВ)
5	20.76	23.67	18.62	3
10	21.15	22.94	18.91	3
25	22.58	23.13	20.13	1
50	21.00	22.67	18.75	3
500	21.12	21.20	20.78	2
1000	20.65	20.70	20.55	3
2000	20.12	20.16	20.10	4
3750	19.72	19.76	19.70	6
7500	18.49	19.33	16.87	17
15000	18.99	19.02	18.96	9

Выводы по эксперименту

1. Наиболее стабильные результаты получены на скоростях 500-30000 SPS – разброс ENOB между циклами не превышает 0.5 бита.
2. Наибольший разброс наблюдается на низких скоростях (5-50 SPS) – до 5 бит между лучшим и худшим циклом. Это связано с длительным временем измерения и чувствительностью к внешним помехам.
3. Лучший усредненный ENOB достигнут на скорости 25 SPS – 22.58 бит.

4. Единичные провалы ENOB (цикл 7 на 7500 SPS) связаны с внешними помехами, а не с дефектом АЦП.

ЭКСПЕРИМЕНТ №5: Дрейф источников напряжения

Цель эксперимента

Цель – оценка стабильности показаний АЦП при подаче постоянного внешнего напряжения в зависимости от скорости оцифровки. Исследование дрейфа среднего значения во времени, уровня шума и характера систематической погрешности.

Условия проведения

1. Внешний источник постоянного напряжения (четыре уровня: ≈ 700 мВ, ≈ 1000 мВ, ≈ 1500 мВ, ≈ 1900 мВ)
2. Количество циклов на скорость: 12
3. Измерений на цикл: 400
4. Скорости: 5, 10, 25, 50, 500, 1000, 2000, 3750, 7500, 15000, 30000 SPS (таблица 6)

Результаты эксперимента

Таблица 6

Результат замеров дрейфа источников

Скорости\Дрейф ($U_{\max} - U_{\min}$)	Для 0.7В в мкВ	Для 1В в мкВ	Для 1.5В в мкВ	Для 1.9В в мкВ
5	44	35	31	31
10	37	24	27	22
25	35	26	32	22
50	30	28	36	27
500	43	53	56	48
1000	58	61	72	63
2000	95	78	89	69
3750	101	68	95	78
7500	83	79	112	84
15000	86	84	126	82
30000	97	94	131	95

Выводы по эксперименту

1. Дрейф показаний практически не зависел от уровня входного напряжения и оставался близким для всех исследуемых сигналов.
2. Полученные результаты показывают, что основной вклад в дрейф вносит нестабильность источника сигнала, а не сам АЦП ADS1256.
3. ADS1256 корректно фиксировал изменения входного напряжения без заметного увеличения собственной систематической ошибки.

4. Для прецизионных измерений постоянного напряжения оптимальным режимом является 10 SPS, PGA = 1. Режим 500 SPS обеспечивает компромисс между скоростью и точностью, а 30000 SPS может использоваться в высокоскоростных задачах с допустимым увеличением уровня шума.

Заключение

В ходе работы было проведено экспериментальное исследование характеристик АЦП ADS1256 в составе готового измерительного модуля. Полученные результаты показали соответствие основных параметров преобразователя данным даташита [1]: на низких скоростях дискретизации (10–25 SPS) достигалась эффективная разрядность более 22 бит при минимальном уровне шумов, тогда как с ростом скорости наблюдалось закономерное увеличение RMS- и Peak-to-Peak-шумов и снижение ENOB. Установлено, что повышение коэффициента усиления PGA эффективно преимущественно на низких скоростях оцифровки, а основная часть дрейфа при измерении внешних напряжений связана с нестабильностью источников сигнала и внешними помехами, а не с самим АЦП, поэтому можно сказать, что качество измерений в значительной степени определяется условиями его применения – стабильностью питания, уровнем внешних помех и качеством схемотехнической реализации измерительного тракта. Эксперименты подтвердили возможность применения ADS1256 в задачах прецизионных измерений для данной реализации готовой платы.

Список литературы

1. Texas Instruments. ADS1256 24-Bit Analog-to-Digital Converter: datasheet. – Dallas: Texas Instruments, 2013. – 64 p. – URL: [ADS1256 Datasheet](#) (дата обращения: 08.05.2026). – Текст: электронный.
2. STMicroelectronics. STM32F103x8 STM32F103xB Medium-density performance line ARM-based 32-bit MCU: datasheet. – Geneva: STMicroelectronics, 2021. – 117 p. – URL: [STM32F103 Datasheet](#) (дата обращения: 08.05.2026). – Текст: электронный.
3. STMicroelectronics. RM0008 Reference manual STM32F101xx, STM32F102xx, STM32F103xx, STM32F105xx and STM32F107xx advanced ARM-based 32-bit MCUs. – Geneva: STMicroelectronics, 2021. – 1136 p. – URL: [RM0008 Reference Manual](#) (дата обращения: 08.05.2026). – Текст: электронный.
4. STMicroelectronics. STM32CubeMX : software tool for STM32 configuration and initialization. – URL: [STM32CubeMX](#) (дата обращения: 08.05.2026). – Текст: электронный.
5. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование / У. Кестер. – М.: Техносфера, 2007. – 1016 с.
6. Разевиг В.Д. Прецизионные измерения и датчики / В.Д. Разевиг. – М.: ДМК Пресс, 2015. – 472 с.
7. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов / А.Б. Сергиенко. – СПб.: Питер, 2011. – 768 с.
8. Horowitz P. The Art of Electronics / P. Horowitz, W. Hill. – 3rd ed. – Cambridge: Cambridge University Press, 2015. – 1225 p.

Особенности теплового излучения холодных туманов

Козлов А.К., Казанцев В.А.

Институт природных ресурсов, экологии и криологии СО РАН, Чита,
Россия

aleksey.kozlov.97@mail.ru, slava11545@gmail.com

В данной работе приведены результаты экспериментальных исследований холодных туманов с целью выявления их аномальных электромагнитных характеристик, связанных с возможным возникновением новой кристаллической модификации воды – льда 0. При измерении собственного теплового излучения холодного тумана в тепловом инфракрасном диапазоне (8...14 мкм) радиометром при температурах воздуха ниже -23°C было зарегистрировано понижение радиационной температуры, а при температурах воздуха выше этого значения фиксировалось ее увеличение. Полученные результаты могут быть объяснены возникновением из переохлажденных капель воды льда 0 при температурах ниже -23°C . Данное исследование является актуальным и его результаты должны быть учтены при распространении электромагнитного излучения в холодных туманах.

Введение

Криосферные образования распространены на нашей планете – от полярных регионов до высокогорных районов, в виде ледников, ледяных и снежных покровов облаков. Их изучение является одним из ключевых аспектов при моделировании изменений климата Земли. Данные образования исследуют, используя как контактные методы, так и дистанционные [1]. В качестве дистанционных методов исследования могут быть использованы радиометрические приемники в широком интервале частот. Так, например, в работе [2] показана возможность регистрации наледных образований по радиотепловому излучению данных объектов в микроволновом диапазоне. Другим примером может служить работа [3], в которой с использованием радиометрических измерений в микроволновом и тепловом инфракрасном диапазонах выявлены участки торошения пресного ледяного покрова по его собственному тепловому излучению. Дистанционное зондирование также применяется для исследования процессов, протекающих в атмосфере, и их характеристик [4; 5]. Одним из них является туман. Электромагнитные характеристики данного образования необходимы для определения возможного влияния изменения его радиационных характеристик на изучение радиационного баланса земной поверхности [6]. Также стоит отметить, что в холодных туманах при температурах ниже -23°C может возникнуть сегнетоэлектрический лед 0 [7; 8], который образуется из переохлажденной воды. Он способствует к изменению принимаемого собственного теплового излучения среды, возникая в ней, что было показано в работе [9]. В связи с этим, цель настоящей работы заключалась в исследовании электромагнитных характеристик в микроволновом и ИК диапазонах холодных туманов в

широком диапазоне отрицательных температур для возможного выявления их аномалий вблизи температуры $-23\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Методика исследования

Исследования холодного тумана были проведены с использованием радиометрических приемников на длинах волн $0,88\text{ см}$, $0,3\text{ см}$ и в ИК диапазоне ($8\ldots 14\text{ мкм}$). Радиометры располагались на экспериментальной площадке здания ИПРЭК СО РАН на высоте $\sim 6\text{ м}$. Схема расположения показана на рисунке 1. Оси антенн ориентировались вниз под углом $\sim 45^{\circ}$ от горизонта на бетонную плиту толщиной 30 см . Распыление водяного пара осуществляли с использованием генератора тумана «Шторм». Объем жидкости распыленного водяного аэрозоля равнялся 1 литру за ~ 5 минут. Средний размер частиц аэрозоля составлял $5\ldots 50\text{ мкм}$, а высота облака достигала $\sim 8\text{ м}$. Эксперименты проводились в широком диапазоне температур воздуха от $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$. В качестве распыляемой жидкости использовалась дистиллированная вода с минерализацией около 1 мг/кг и температурой $+15\ldots +25\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Исследование холодного тумана возможно и в натурных условиях в местах, где происходит активное испарение открытого участка различных водных объектов, что было показано в работе [9], схема которого представлена на рисунке 2.

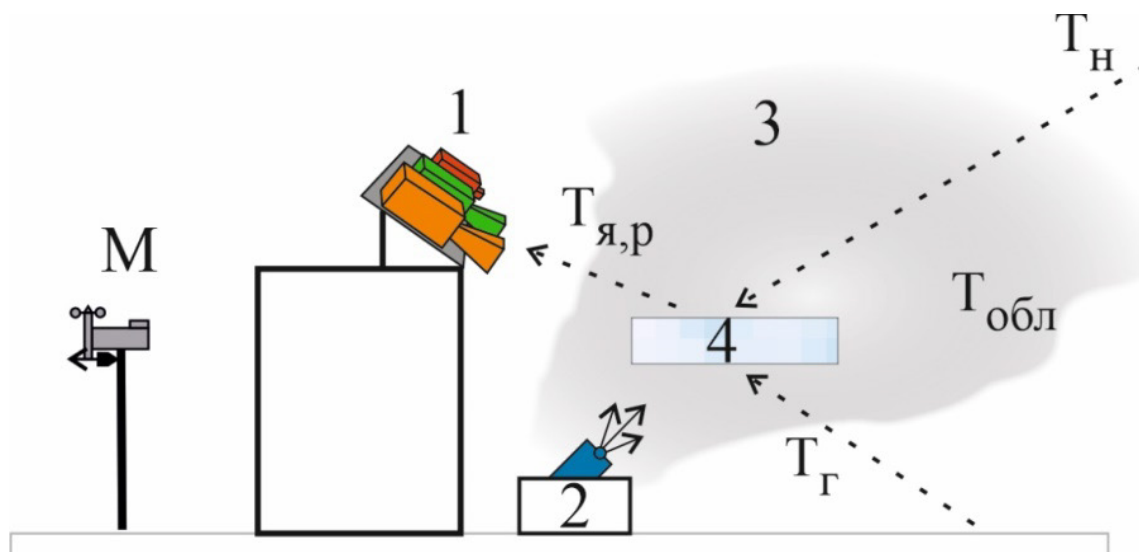


Рисунок 1. Схема экспериментальной установки для исследования холодного тумана в лабораторных условиях. 1 – радиометрический комплекс, 2 – генератор тумана, 3 – облако водяного аэрозоля, 4 – пример ожидаемого слоя частиц со льдом, $T_{я}$ – измеряемая радиояркостьная температура, $T_{р}$ – измеряемая радиационная температура, $T_{н}$ – температура излучения неба, $T_{г}$ – яркостная температура излучения земной поверхности, М – метеостанция

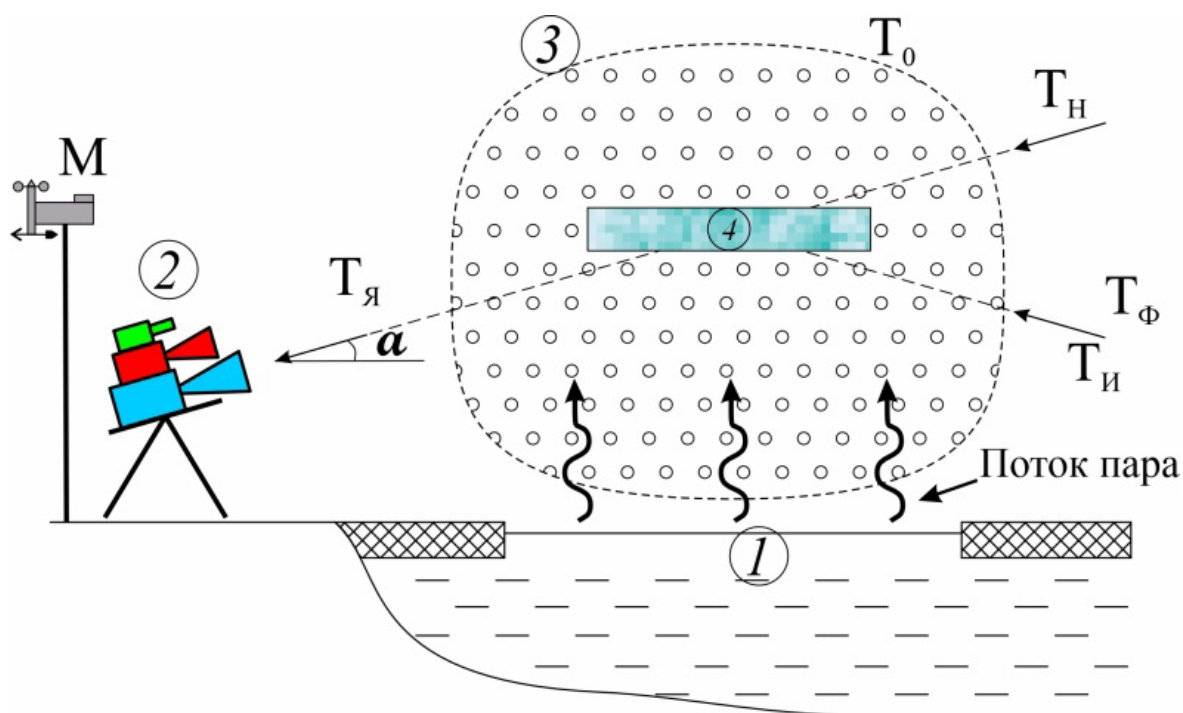


Рисунок 2. Схема экспериментальной установки исследования холодного тумана в естественных условиях. 1 – полынья в ледяном покрове, 2 – комплекс микроволновых и ИК радиометров, 3 – облако жидких частиц тумана, 4 – ожидаемый спорадический слой твёрдых частиц со льдом 0, $T_я$ – измеряемая радиояркостная температура, T_H – температура излучения неба в направлении антенн радиометров, $T_Ф$ – яркостная температура микроволнового фонового излучения из нижнего пространства, $T_И$ – радиационная температура в ИК диапазоне из нижнего пространства, М – метеостанция, T_0 – термодинамическая температура облака, α – угол зондирования

Калибровка радиометрической аппаратуры проводилась по эталонам черного тела, имеющие различные термодинамические температуры. Запись осуществлялась с использованием системы сбора данных фирмы Agilent. Температура и относительная влажность воздуха регистрировалась с помощью метеостанции фирмы Levenhuk Wezzer PRO LP300. В результате того, что лед 0 является сегнетоэлектриком, коэффициент отражения электромагнитного излучения от среды, содержащего данную модификацию льда, при лабораторных измерениях ожидался существенно выше, чем ото льда Ih, с резким его изменением при температуре вблизи $-23\text{ }^{\circ}\text{C}$. При увеличении концентраций льда 0 в облаке коэффициент отражения фонового излучения холодной атмосферы будет повышаться, а значение коэффициента пропускания облаком холодного тумана излучения земной поверхности – уменьшаться, что, соответственно, должно привести к понижению значения $T_я$ и T_p , регистрируемых радиометрическими приемниками. В связи с этим регистрация появления льда 0 в тумане будет

фиксироваться по особенностям поведения $T_{\text{я}}$ и $T_{\text{р}}$ вблизи температуры $-23\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Полученные результаты

На рисунке 3 приведены приращения радиационной температуры ($\Delta T_{\text{р}}$) всех проведенных экспериментов в зависимости от температуры окружающего воздуха во время эксперимента. Приращение $\Delta T_{\text{р}}$ определялась разностью среднего значения радиационной температуры во время распыления холодного тумана и среднего значения данной температуры до распыления. Как видно из приведенного графика, при измерении собственного теплового излучения холодного тумана в тепловом инфракрасном диапазоне при температурах воздуха ниже $\sim -23\text{ }^{\circ}\text{C}$ регистрировалось уменьшение $T_{\text{р}}$, а при температурах воздуха выше этого значения фиксировалось ее увеличение.

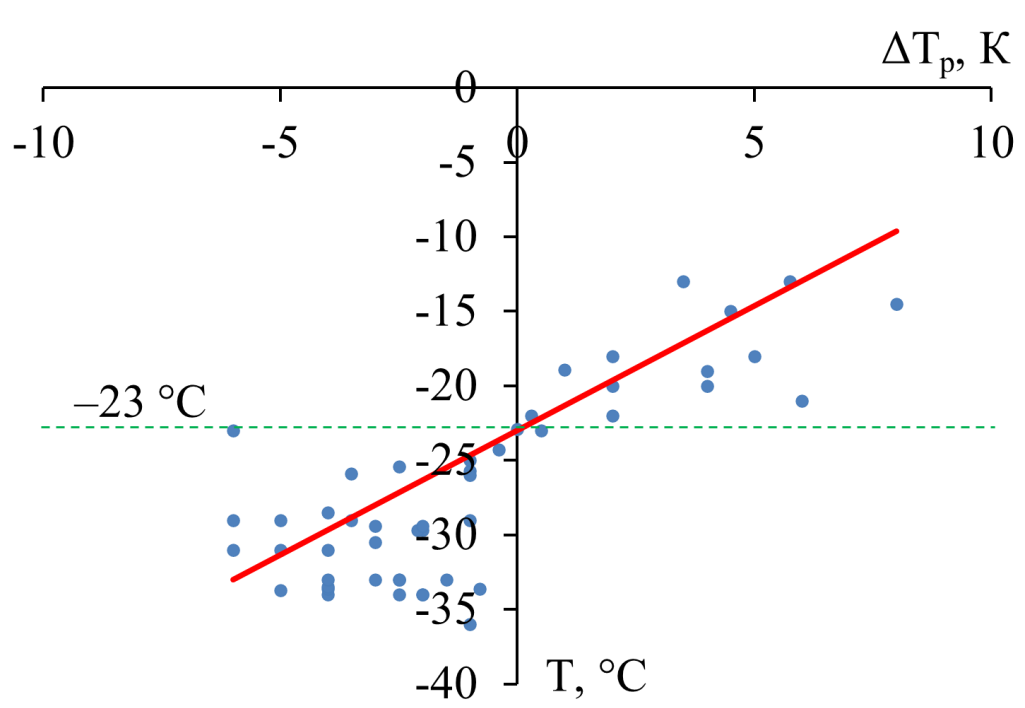


Рисунок 3. Зависимость среднего значения приращения радиационной температуры в тепловом инфракрасном диапазоне (8...14 мкм) от температуры воздуха. Точками обозначены экспериментальные данные, красной линией – линия тренда

Такое поведение может быть объяснено образованием областей сегнетоэлектрического льда 0 в тумане, отражающего (рассеивающего) излучение холодного неба, при температурах ниже $-23\text{ }^{\circ}\text{C}$ за счет того факта, что на границе сегнетоэлектрика и диэлектрика возникает высокопроводящий слой [10], т.е. частицы холодного тумана с наличием

льда 0 обладают металлическими свойствами. Наличие этого слоя приводит к усилению рассеивающих свойств исследуемой среды.

Заключение

Таким образом, в холодных туманах при температурах ниже -23°C , возникает новая кристаллическая модификация льда, которая является сегнетоэлектрической под названием лед 0. Он может образовываться на поверхности микронных и наноразмерных диэлектрических частиц, а также при охлаждении холодного тумана или воздуха при наличии перенасыщенного водяного пара. Данный лед влияет на мощность теплового излучения исследуемой структуры в ИК диапазоне при отрицательных температурах за счет высокой отражательной способности среды, что должно быть учтено при распространении электромагнитного излучения в холодных туманах.

Список литературы

1. Tedesko M. *Remote Sensing of the Cryosphere* // City College of New York. New York, US. – 2024. – 403 p.
2. Козлов А.К., Гурулев А.А. Особенности радиотеплового изучения наледей в микроволновом диапазоне // *Арктика и Антарктика*. – 2023. – № 3. – С. 73–85.
3. Гурулев А.А., Орлов А.О., Цыренжапов С.В., Казанцев В.А., Козлов А.К. Выявление областей торошения пресного ледяного покрова по собственному тепловому излучению // *Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса*. – 2023. – Т. 20, № 1. – С. 219–228.
4. Ермаков Д.М., Поляков В.Д., Полякова Е.В. Разработка нового алгоритма восстановления интегрального влагосодержания атмосферы над сушей по данным спутникового радиотеплового мониторинга // *Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса*. – 2020. – Т. 17, № 1. – С. 31–41.
5. Караваев Д.М., Щукин Г.Г. Исследование вариаций влагозапаса атмосферы и водозапаса облаков методом микроволновой радиометрии. // *Оптика атмосферы и океана*. – 2019. – Т. 32, № 11. – С. 930–935.
6. Хлебникова Е.И., Салль И.А. Региональные климатические изменения основных составляющих радиационного баланса земной поверхности на территории России // *Труды ГГО им. А.И. Воейкова*. – 2014. – № 570. – С. 34–49.
7. Russo J., Romano F., Tanaka H. New metastable form of ice and its role in the homogeneous crystallization of water // *Nature Materials*. – 2014. Vol. 13. – P. 733–739.
8. Бордонский Г.С., Орлов А.О. Признаки возникновения льда "0" в увлажненных нанопористых средах при электромагнитных измерениях // *Письма в Журнал экспериментальной и теоретической физики*. – 2017. – Т. 105, № 7-8. – С. 483–488.
9. Бордонский Г.С., Гурулев А.А., Орлов А.О., Козлов А.К., Казанцев В.А. Аномалии теплового излучения переохлаждённого водного аэрозоля над открытым участком водной поверхности // *Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса*. – 2025. – Т. 22, № 4. – С. 364–371.
10. Korobeynikov S.M., Melekhov A.V., Soloveitchik Yu.G., Royak M.E., Agoris D.P., Pyrgioti E. Surface conductivity at the interface between ceramics and transformer oil // *Journal of Physics D: Applied Physics*. – 2005. – Vol. 38, No. 6. – P. 915–921.

Программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС/FPGA) и их применение в системах радиосвязи

Гунтинович Н.В, Ким В.О., Попов А.Д., Просвирякова Л.В.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,

Иркутск, Россия

kimviolettta@gmail.com, guntinovich.n@gmail.com,

altksandr.dp0305@gmail.com, Lar_prosv@mail.ru

В данном докладе рассматриваются программируемые логические интегральные схемы (FPGA) и их применение в системах радиосвязи. Описаны основные структурные элементы FPGA: конфигурируемые логические блоки (CLB), таблицы поиска (LUT), DSP-срезы, блоки памяти BRAM, высокоскоростные каналы SERDES и сеть межсоединений. Показана роль FPGA в программно-определяемых радиосистемах (SDR) и алгоритмах цифровой обработки сигналов.

Введение

Программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС, англ. FPGA – Field-Programmable Gate Array) представляют собой полупроводниковые устройства, архитектура которых позволяет многократно перенастраивать логические и арифметические функции после производства. Эта особенность делает ПЛИС чрезвычайно гибкими и мощными инструментами для реализации цифровых систем, включая системы радиосвязи, где требуется высокая производительность, низкая задержка и возможность адаптации к различным стандартам связи. Главное преимущество FPGA по сравнению с микроконтроллерами: высокое быстродействие, простота реализации, возможность программного изменения конфигурации схемы позволяет использовать их при анализе и синтезе новых цифровых технологий связи. Именно поэтому навыки, полученные в результате программирования ПЛИС являются перспективной сферой при изучении процессов, происходящих в цифровых элементах ЦСПИ, а также при разработке и изготовлении новых электронных элементов и устройств.

Основные структурные элементы FPGA

Архитектура FPGA состоит из нескольких ключевых компонентов, каждый из которых выполняет определённую функцию в общей системе обработки данных:

CLB (Configurable Logic Block) – это базовый строительный блок FPGA, отвечающий за реализацию комбинационной и последовательной логики. Каждый CLB содержит:

- **Таблицы поиска (LUT)** – реализуют логические функции путём хранения таблиц истинности.
- **Триггеры (регистры)** – обеспечивают хранение состояний и синхронизацию.
- **Мультиплексоры** – управляют направлением потоков данных внутри блока
- **LUT (Look-Up Table)** – это основной элемент реализации логических функций в FPGA. LUT представляет собой память, в которой хранится таблица истинности для заданной логической функции. Например, 4-входовая LUT может реализовать любую логическую функцию от четырёх переменных, используя 16 ячеек памяти и дерево мультиплексоров. LUT может работать как в комбинационном, так и в регистровом режиме, в зависимости от конфигурации мультиплексора и триггера

DSP-срезы – это аппаратные блоки, оптимизированные для выполнения арифметических операций, таких как умножение и умножение с накоплением (MAC). Эти блоки обеспечивают высокую скорость обработки сигналов, что критично для задач цифровой фильтрации, модуляции и преобразования Фурье. Например, один DSP-блок может выполнять до 256 миллиардов операций MAC в секунду.

BRAM (Block RAM) – это дискретные блоки памяти, встроенные в FPGA, предназначенные для хранения больших объёмов данных. Они могут работать как однопортовая или двухпортовая память, что позволяет одновременно читать и записывать данные. BRAM широко используется для реализации FIFO-буферов, временных окон обработки сигналов и хранения коэффициентов фильтров.

SERDES (Serializer/Deserializer) – это специализированные блоки, обеспечивающие высокоскоростную передачу данных между FPGA и внешними компонентами, такими как АЦП/ЦАП. Они позволяют конвертировать параллельные данные в последовательные и наоборот, что необходимо для работы с высокочастотными сигналами

Сеть межсоединений обеспечивает коммутацию между всеми компонентами FPGA. Она состоит из проводников и программируемых коммутаторов, позволяющих гибко настраивать пути передачи сигналов. Эта сеть составляет большую часть площади кристалла и критически важна для обеспечения высокой производительности и низкой задержки.

IOB (Input/Output Blocks) – это программируемые интерфейсы, обеспечивающие взаимодействие FPGA с внешним миром. Они поддерживают различные стандарты напряжений и протоколов, включая LVDS, LVC MOS, PCIe и Ethernet [jlpcb.com](http://www.jlpcb.com).

Взаимодействие компонентов FPGA

Все компоненты FPGA тесно взаимодействуют друг с другом через сеть межсоединений. Например, LUT могут получать данные от внешних источников через IOB, обрабатывать их и передавать результаты в DSP-блоки для выполнения арифметических операций. Результаты обработки могут сохраняться в BRAM или передаваться через SERDES на внешние устройства. Такая архитектура обеспечивает высокий уровень параллелизма и гибкости, позволяя реализовывать сложные алгоритмы обработки сигналов в реальном времени.

Применение FPGA в радиосвязи

FPGA являются основой большинства современных SDR-платформ, таких как USRP (Universal Software Radio Peripheral) и PlutoSDR. В этих системах FPGA выполняет всю цифровую обработку потока I/Q-данных, включая фильтрацию, децимацию, интерполяцию и модуляцию. Это позволяет передавать на хост-компьютер уже обработанные данные, снижая нагрузку на шину и обеспечивая низкую задержку.

FPGA идеально подходят для реализации алгоритмов ЦОС благодаря наличию DSP-блоков и BRAM. Например, быстрое преобразование Фурье (БПФ) может быть эффективно реализовано с использованием DSP-блоков для выполнения операций умножения и логических элементов для сложения/вычитания. Такая аппаратная реализация на порядки превосходит по скорости программные аналоги.

Архитектура FPGA обеспечивает истинный параллелизм обработки данных, что критически важно для систем радиосвязи, где требуется обработка потоков данных в реальном времени. В отличие от традиционных процессоров, где операции выполняются последовательно, FPGA могут одновременно обрабатывать множество потоков данных, обеспечивая минимальную задержку и высокую пропускную способность.

Ранее уже были предприняты попытки получения цифровых элементов с использованием ПЛИС в устройствах обработки информационных последовательностей в цифровых системах связи [6] и была создана программа по формированию квадратурных составляющих модуляционного кода сложными сигналами [5].

Эксперимент

Целью настоящей работы является создание квадратурного демодулятора и декодера с применением технологий FPGA.

Для демодуляции и декодирования была разработана схема в среде Quartus II, которая представлена на рисунке 1

Код, отвечающий за работу декодера этой схемы представлен на рисунке 2. Программа работает следующим образом, первая часть ищет начало кодовой последовательности, и в момент, когда есть совпадение срабатывает, условие сравнения сигнала с полученной последовательностью.

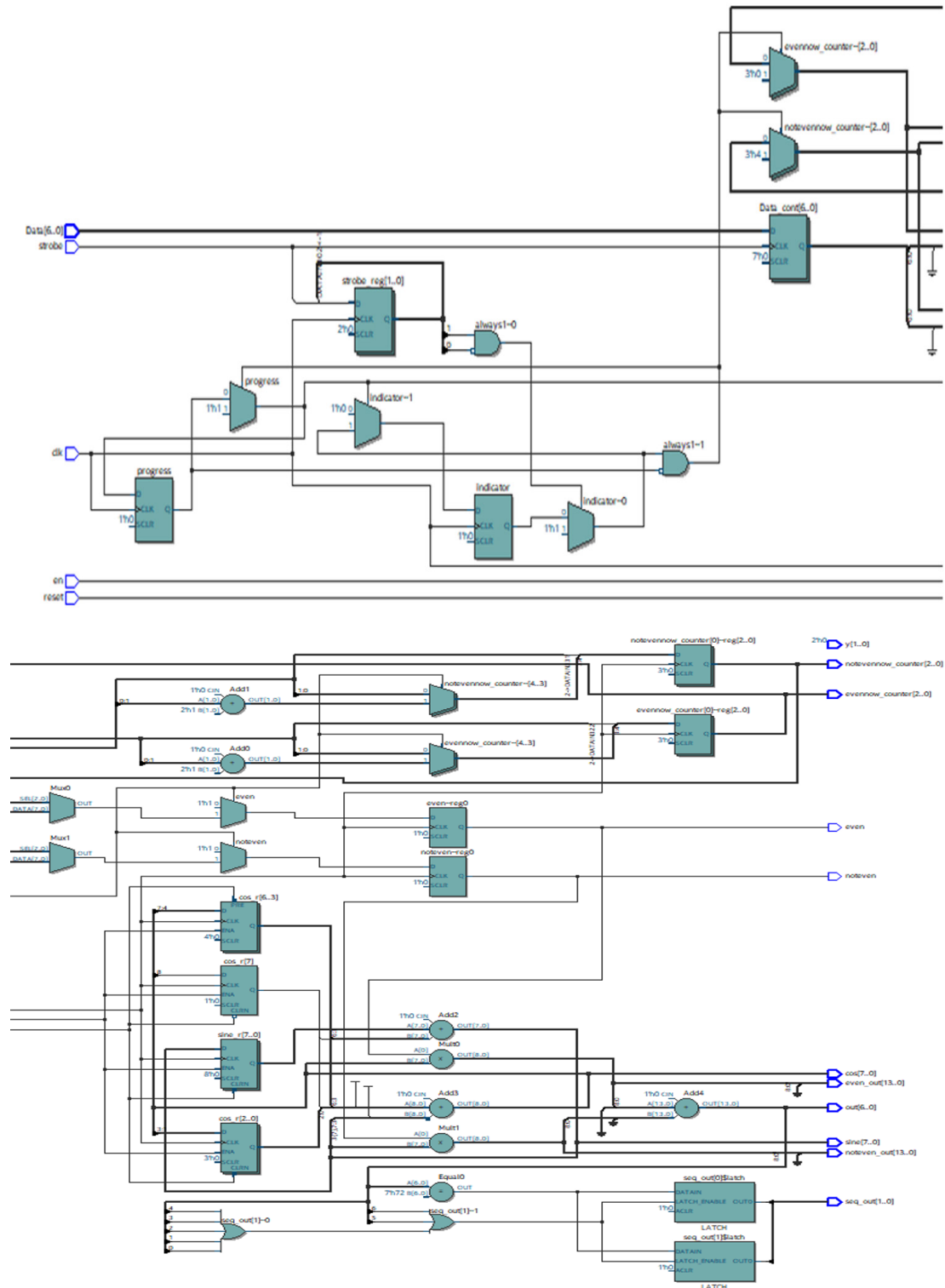


Рисунок 1. Схема для демодулирования и декодирования

```

reg valid;
integer N;
always @(out)
begin
    valid = 0; y = 2'bx;
    for (N=0; N<=6; N=N+1)
    if (out[N])
    begin
        case (out)
            7'b1110010 : seq_out = 2'b11;
            7'b0001101 : seq_out = 2'b00;
            default : seq_out = 2'b00;
        endcase
    end
end
endmodule

```

Рисунок 2. Код декодера последовательности Баркера 7

Программа демодулятора разделена на несколько частей. Сначала сигнал делится на четные и не четные потоки, синфазную и квадратурные составляющие. Далее каждая из последовательностей умножается на синус и косинус соответственно. После того, как сигналы были перемножены, сигналы декодируются. Далее принимается решение, о том, что должно быть в потоке «0» или «1».

Так же была сделана симуляция работы демодулятора в программе Proteus. Схема симулируемого демодулятора представлена на рисунке 3.

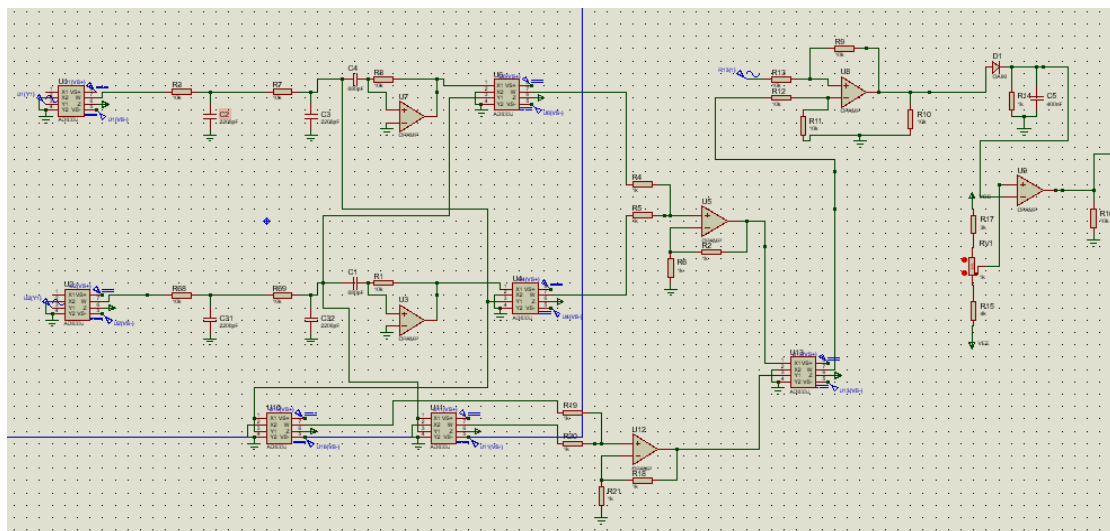


Рисунок 3. Схема демодулятора

После демодуляции для того, чтобы сигнал принял первоначальную форму, его нужно декодировать. поскольку выходной сигнал демодулятора ещё не соответствует исходному информационному потоку и требует

обратного преобразования кода. Принципиальная схема разработанного декодера представлена на рисунке 5.

Результаты моделирования подтверждаются осциллограммами, представленными на рисунках 4 и 6. На рисунке 4 показана работа демодулятора: входной сигнал успешно разделяется на синфазную и квадратурную составляющие, после перемножения с опорными сигналами и принятия решения на выходе формируются импульсы, соответствующие логическим «0» и «1», без перекрёстных искажений. На рисунке 6 приведена осциллограмма работы декодера, где отчётливо видно обнаружение последовательности Баркера 7: при совпадении с эталоном формируется выходной импульс, а восстановленный сигнал полностью повторяет исходный информационный поток.

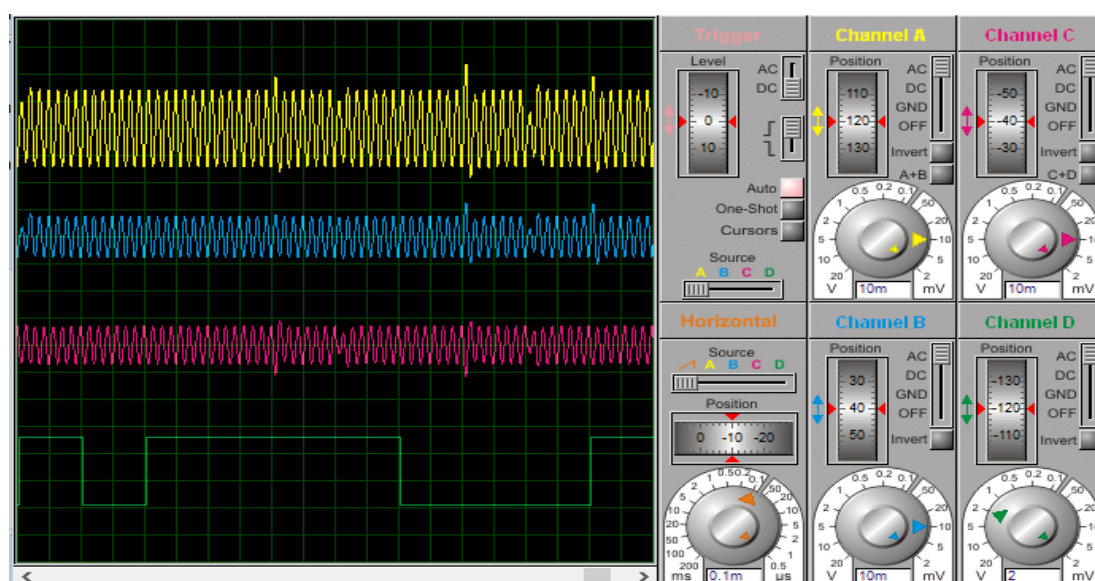


Рисунок 4. Осциллограмма работы устройства

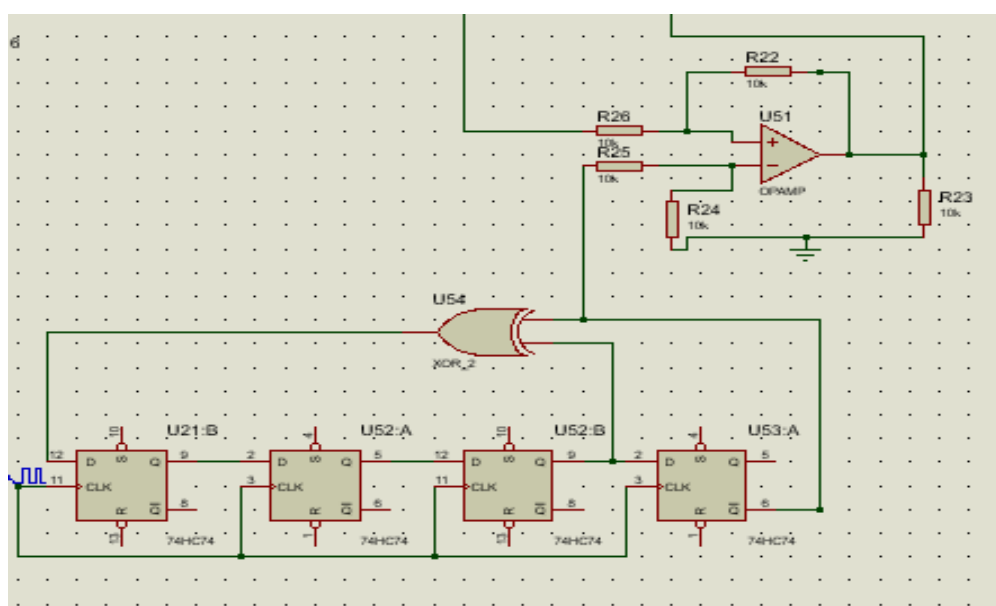


Рисунок 5. Схема декодера

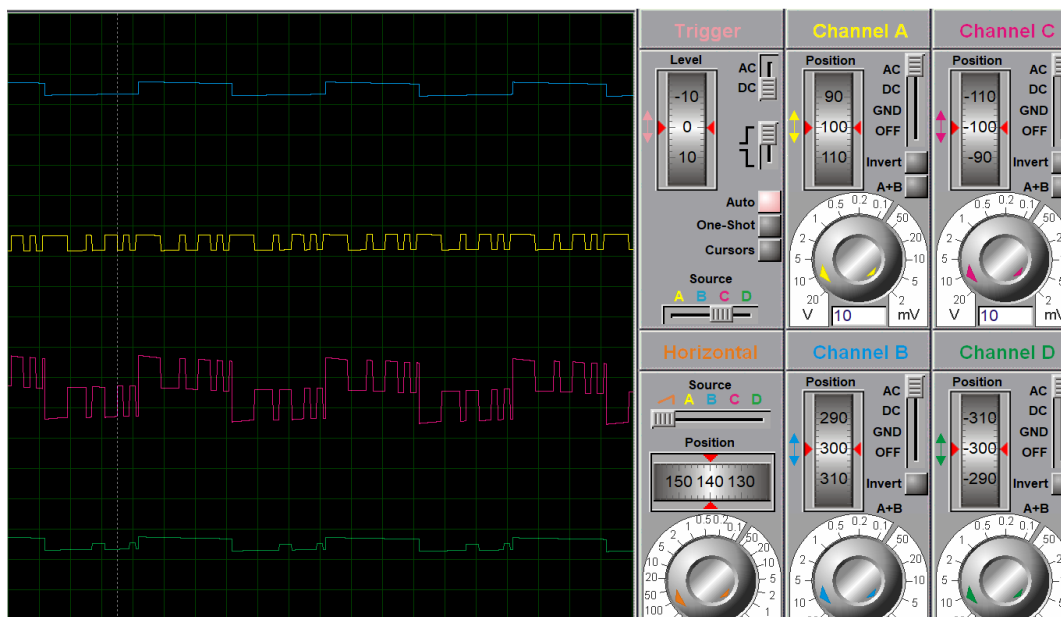


Рисунок 6. Осциллограмма работы декодера

Заключение

По результатам работы можно сделать вывод, что использование кодов Баркера совместно с MSK модуляцией позволяет нам повысить помехозащищенность передаваемого сигнала, а также избавиться от ошибки, которая возникает при использовании зашумленных каналов

Список литературы

1. Угрюмов Е. П. Программируемые логические матрицы, программируемая матричная логика, базовые матричные кристаллы / Цифровая схемотехника. Учеб. пособие для вузов. Изд.2, БХВ-Петербург, 2007. с. 1.
2. А. К. Поляков Языки VHDL и Verilog в проектировании цифровой аппаратуры/ Серия «Системы проектирования» Москва СОЛОН-Премм 2003. с. 4.
3. О. Ю. Волков Практикум по радиоэлектронике цифровые схемы / Методическое пособие для студентов. Изд.2, Москва – 2016. с. 17.
4. OurPCB Assembly Factory Proven and reliable URL: <https://www.ourpcb.com/fpga-vs-microcontroller.html> (дата обращения: 20.10.2020)
5. Программа по формированию квадратурных составляющих модуляционного кода сложными сигналами на ПЛИС Осипов К.А., Просвирякова Л.В. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ RU 2019662442, 25.09.2019. Заявка № 2019619144 от 29.07.2019.
6. Использование ПЛИС в устройствах обработки информационных последовательностей в цифровых системах связи. Засенко В.Е., Петров И.С., Просвирякова Л.В. Современные проблемы радиоэлектроники и связи. материалы XIV Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. Иркутский национальный исследовательский технический университет; Под редакцией А.И. Агарышева, Е.М. Фискина. 2016. С. 81-85.
7. Программа цифрового модулирования методом квадратичных амплитуд на Verilog HDL Радомский И.В., Просвирякова Л.В. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ RU 2020665283, 26.11.2020. Заявка № 2020662819 от 26.10.2020.

Сравнение вариантов кодирования уровней яркости 8-битных изображений с различными распределениями на величину искажений при одиночных битовых ошибках

Васьковский М.В., Петров Ю.В.

Балтийский государственный технический университет «ВОЕНМЕХ» им.

Д.Ф. Устинова, Санкт-Петербург, Россия

vaskovskii_mv@voenmeh.ru, petrov_iuv@voenmeh.ru

В работе проводится сравнение вариантов кодирования уровней яркости 8-битных изображений при передаче по цифровому каналу связи с одиночными битовыми ошибками. Рассматриваются бинарный код и код Грея для различных распределений уровней яркости: равномерного, нормального и распределения Релея. Оценка искажений осуществляется с использованием среднеквадратической ошибки. Установлено, что бинарный код характеризуется инвариантностью к параметрам распределения, тогда как код Грея чувствителен к статистическим свойствам изображений и обеспечивает уменьшение искажений при концентрированных симметричных распределениях. Полученные результаты позволяют определить области эффективного применения безыбыточных методов кодирования при передаче изображений в условиях ограниченных ресурсов канала связи.

Введение

В современных системах на основе беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), передача изображений является одной из ключевых задач, обеспечивающих выполнение функций мониторинга, навигации и кооперативного взаимодействия. Одним из основных факторов, снижающих качество передачи изображений, являются битовые ошибки, возникающие вследствие шумов, интерференции и других воздействий [1]. Традиционные методы повышения помехоустойчивости основаны на применении корректирующих кодов, предусматривающих введение избыточности. Данные коды не учитывают содержимое передаваемой информации. Так же использование таких методов сопровождается снижением скорости передачи данных, что особенно существенно для систем с ограниченными ресурсами канала связи [2].

В связи с этим представляет интерес повышение качества передачи изображений без увеличения объёма передаваемых данных. Одним из возможных подходов является безыбыточное кодирование.

Особенностью изображений является неравномерность распределения уровней яркости. В зависимости от типа датчика (радиолокационный, оптический или инфракрасный), которым получается изображение, распределение уровней яркости может описываться законами распределения, такими как равномерное, нормальное и распределение Релея. Учет статистических свойств источника позволяет предположить, что используемый способ кодирования способен оказывать влияние на величину искажений, возникающих при ошибках передачи.

В работе исследуется влияние способа кодирования уровней яркости 8-битных изображений на качество их передачи в условиях возникновения одиночных битовых ошибок с учетом статистических характеристик изображений. Целью работы является установление закономерностей влияния различных способов кодирования уровней яркости изображений с заданными распределениями на величину искажений, возникающих при передаче по каналам связи.

Методика эксперимента

Для количественной оценки влияния ошибок при передаче изображений используется второй начальный момент ошибки [3]. Он определяется как математическое ожидание квадрата случайной величины ошибки и дает представление о степени отклонения переданных данных от исходных, что помогает анализировать эффективность применяемых методов кодирования.

Однако использование величины M_2 затрудняет интерпретацию результатов, поскольку она имеет размерность квадрата исходной величины. В связи с этим вводится нормированная характеристика – корень из второго начального момента (или среднеквадратическое значение, СКЗ). Данная величина имеет ту же размерность, что и уровни яркости (и их ошибки), и позволяет корректно сравнивать результаты при различных способах кодирования.

Для исследования влияния вида кодирования уровней яркости на качество передачи изображений использовалось аналитическое моделирование канала связи с контролируемым внесением ошибок. Алгоритм представлен на рисунке 1.

В рамках работы рассматривается дискретное множество значений ошибки, возникающих при передаче 8-битных кодовых слов при условии равновероятного появления как передаваемых значений яркости, так и позиций одиночной битовой ошибки. В этом случае оценка второго начального момента ошибки записывается в виде математического ожидания квадрата ошибки: $M_2 = E[\Delta_{\text{ош}}^2] = \frac{1}{2^n} \cdot \sum_{i=0}^{2^n-1} \left[\frac{1}{n} \cdot \sum_{j=1}^n (\Delta_{\text{ош},i,j})^2 \right]$, где n – количество разрядов в слове ($n = 8$), j – номер ошибочного разряда (от 1 до 8), $\Delta_{\text{ош},i,j}$ – значения ошибок, i – значение передаваемой информации (яркости) (от 0 до 255).

В случае неравномерного распределения вероятностей уровней яркости: $M_2 = \sum_{i=0}^{2^n-1} P(x_i) \cdot \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (\Delta_{\text{ош},i,j})^2$, где $P(x_i)$ – вероятность появления соответствующего значения уровня яркости.

Тогда среднеквадратическое значение ошибки при фиксированном значении передаваемой яркости x_i , усреднённое по всем возможным позициям одиночной битовой ошибки определяется как:

$СКЗ_i = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (\Delta_{\text{ош},i,j})^2}$, а среднее значение СКЗ: $МО_{СКЗ} = \sum_{i=1}^{2^p} P(x_i) \cdot СКЗ_i$.

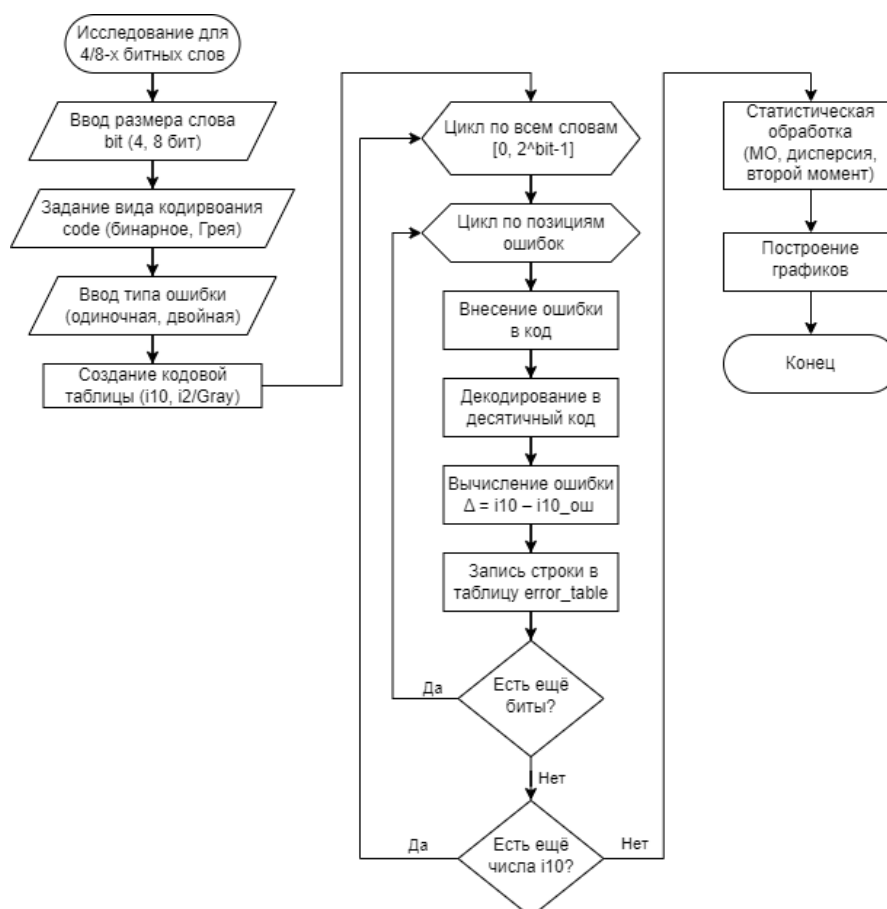


Рисунок 1. Блок схема алгоритма моделирования ошибок

Результаты моделирования

Моделирование процесса передачи изображений выполнено в среде MATLAB для различных законов распределения уровней яркости: равномерного, нормального и распределения Релея. Результаты представлены в таблицах 1- 3.

В рамках исследования для фиксированной кодовой таблицы оценивалась зависимость $МО_{СКЗ}$ ошибки от вида распределения входных данных, что позволило определить чувствительность различных методов кодирования к статистическим свойствам источника.

1. Для **равномерного распределения** для бинарного кода $МО_{СКЗ} = 52,3$, а для кода Грея – $МО_{СКЗ} = 60,3$. Полученные результаты показывают, что при равномерном распределении бинарный код обеспечивает меньший уровень искажений по сравнению с кодом Грея.

2. Далее проведено исследование для **нормального распределения** значений уровней яркостей изображений с параметрами μ (математическое ожидание) и σ (среднеквадратическое отклонение). Результаты

моделирования сведены в таблицы 1 при фиксированном значении $\mu=128$ и различных значениях σ и таблице 2 при фиксированном значении $\sigma=30$ и различных значениях μ .

Таблица 1

Исследование для нормального распределения при $\mu=128$

σ	10	20	30	40	50	60	70	78,5	80
Бинарный	52,3	52,3	52,3	52,3	52,3	52,3	52,3	52,3	52,3
Грея	44,8	41,0	42,6	45,8	45,8	48,8	51,2	52,3	53,0

Анализ результатов исследований при фиксированном математическом ожидании, представленных в таблице 1, показывает, бинарный код инвариантен к изменению СКО. Для кода Грея $МО_{СКЗ}$ ниже, что указывает на его преимущество. При увеличении СКО, $МО_{СКЗ}$ растет и при приближении к равномерному распределению становится сопоставимым с бинарным кодом. При $\sigma > 78,5$ преимущество теряется.

Таблица 2

Исследование для нормального распределения при $\sigma=30$

μ	30	68,7	130	140	160	186,2	200	255
Бинарный	52,3	52,3	52,3	52,3	52,3	52,3	52,3	52,3
Грея	71,2	52,3	40,6	40,7	43,2	52,3	56,4	71,2

Анализ результатов исследований при фиксированной СКО показывает для кода Грея U-образный зависимость. При смещении распределения к границам диапазона значений преимущество переходит к бинарному коду. При приближении у центральной области $МО_{СКЗ}$ уменьшается. Становится заметен выигрыш у кода Грея при значениях μ от 68,7 до 186,6.

3. Далее проведено исследование для **релеевского распределения** значений уровней яркостей изображений (параметр распределения Релея σ_r). Результаты моделирования при различных значениях σ_r сведены в таблицу 3.

Таблица 3

Исследование для распределения Релея

σ_r	10	20	40	60	66,92	80
Бинарный	52,3	52,3	52,3	52,3	52,3	52,3
Грея	91,5	80,4	63,7	54,1	52,3	50,4

Анализ результатов исследований показывает, что бинарный код инвариантен к изменению параметра распределений. Для кода Грея

характерно монотонное уменьшение исследуемого показателя. Это связано с уменьшением асимметрии распределения. Преимущества кода Грея возникает только при $\sigma_r > 66,92$.

Заключение

Таким образом, в результате проведённого исследования установлено, что бинарное кодирование обладает инвариантностью к параметрам распределения уровней яркости изображений.

Код Грея, напротив, демонстрирует зависимость чувствительность к форме распределения уровней яркости. Наибольшее снижение искажений наблюдается для концентрированных симметричных распределений, при которых основная часть значений яркости сосредоточена в центральной области диапазона уровней яркости.

Практически значимым результатом работы является определение условий, при которых применение кода Грея оказывается предпочтительным. Установлено, что для изображений с нормальным распределением уровней яркости при параметрах $\mu=130$ и $\sigma=30$ достигается минимальная величина искажений по сравнению с использованием бинарного кодирования.

В то же время для изображений с равномерным распределением и распределением Релея более предпочтительным является бинарное кодирование, обеспечивающее меньший или сопоставимый уровень искажений при передаче по каналу связи с одиночными битовыми ошибками.

Полученные результаты будут использованы при разработке безызбыточного метода кодирования для передачи изображений БПЛА.

Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (НИР «Разработка и исследование методов управления группами автономных беспилотных летательных аппаратов на основе перспективных систем информационного обеспечения и взаимодействия между отдельными аппаратами в группе», FZWF-2024-0002).

Список литературы

1. Ding G., Wu Q., Zhang L., Lin Y., Tsiftsis T. A., Yao Y. D. *An Amateur Drone Surveillance System Based on the Cognitive Internet of Things* // *IEEE Communications Magazine*. 2018. Vol. 56. Iss. 1. PP. 29–35. DOI: 10.1109/MCOM.2017.1700452.
2. Haykin S. *Communication Systems*. 5th ed. New York : Wiley, 2009. 936 p.
3. Рожков И.Т. *Основы статистической радиофизики: учебное пособие* / И.Т. Рожков; Яросл. гос. ун-т. – Ярославль: ЯрГУ, 2007. – Ч. 1. – 104 с.

Модернизация магистрального канала связи на угольном разрезе Мугунский в Иркутской области с использованием оборудования частотного диапазона 11 ГГц

Лунёнок С.В., Дёмин А.П.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия
alarmboy@vk.com, apd_60@mail.ru

В статье рассматривается модернизация магистральных каналов связи на разрезе Мугунский с применением оборудования Ubiquiti airFiber 11 диапазона 11 ГГц. Уточнена топология сети: радиолинии Алгатуй – БС №1 и Алгатуй – БС №2 являются окончными участками доступа, а цепочка Сосновый Бор – РТПС «Булюшкина» – Алгатуй используется для резервирования магистрального подвода. Приведены результаты анализа профилей трасс и зоны Френеля, частотного планирования, предварительной настройки и расчетных параметров радиоканалов.

Введение

Обеспечение надежного радиопокрытия и высокоскоростной передачи данных в удаленных промышленных районах, таких как угольные разрезы Иркутской области, является важной задачей для развития цифровой инфраструктуры добывающих предприятий. Современные технологические процессы требуют не только голосовой связи, но и устойчивых каналов для промышленного видеонаблюдения, телеметрии, мониторинга безопасности и передачи служебных данных от базовых станций, расположенных непосредственно на объектах.

Существующая инфраструктура, построенная на оборудовании предыдущих поколений Radwin и Alvarion, уже не обеспечивает требуемые показатели по пропускной способности, задержкам и эксплуатационной надежности. Дополнительным фактором является длительная работа оборудования в климатических условиях Иркутской области, где низкие температуры и перепады влажности повышают риск отказов. Поэтому актуальной задачей становится переход на современное радиорелейное оборудование с унификацией парка устройств и соблюдением требований по использованию радиочастотного спектра.

Целью работы является описание технического решения по модернизации магистрального канала связи на разрезе Мугунский с учетом корректной топологии сети, расчетных параметров радиолиний, анализа первой зоны Френеля, частотного планирования и оформления разрешительной документации.

Анализ существующей инфраструктуры и постановка задачи

На текущий момент инфраструктура связи включает узлы Алгатуй / «Тулунуголь», РТПС «Булюшкина», «Сосновый Бор» и базовые станции

оператора связи на разрезе. Основная проблема заключается в моральном и физическом устаревании действующих радиомостов, что ограничивает развитие сервисов, требующих гарантированной полосы пропускания. Низкая емкость каналов становится критическим ограничением при внедрении видеонаблюдения, телеметрии и других промышленных сервисов.

По техническому заданию необходимо организовать каналы связи емкостью не менее 200 Мбит/с до проектируемых БС №1 и БС №2 на территории разреза Мугунский. При этом следует разделять две части сети: радиолинии доступа до базовых станций и магистральный подвод к узлу Алгатуй / «Тулунуголь». Такое разделение важно для правильного понимания резервирования: резервные участки Сосновый Бор – РТПС «Булюшкина» и РТПС «Булюшкина» – Алгатуй не заменяют радиолинии Алгатуй – БС, а обеспечивают альтернативный маршрут доставки трафика к узлу Алгатуй.

Для всех рассматриваемых участков выбрано единое решение на базе радиорелейных станций Ubiquiti airFiber 11. Унификация оборудования упрощает предварительную настройку, обслуживание, мониторинг, учет запасных частей и дальнейшее масштабирование решения на другие объекты.

Техническое решение и топология сети

Для организации радиорелейных каналов выбрано оборудование Ubiquiti airFiber 11, включающее радиомодули AF-11FX и антенны AF-11G35 диаметром 811 мм [3]. Диапазон 11 ГГц выбран как компромисс между дальностью связи, пропускной способностью и устойчивостью к атмосферным воздействиям. Для эксплуатации радиосредств в данном диапазоне также требуется соблюдение процедур частотного регулирования [1, 2].

Логика построения сети включает два уровня. Первый уровень – это оконечные радиолинии от узла Алгатуй / «Тулунуголь» до БС №1 и БС №2. Второй уровень – резервный магистральный подвод к узлу Алгатуй через направление Сосновый Бор – РТПС «Булюшкина» – Алгатуй. Такая схема позволяет повысить отказоустойчивость именно магистрального подвода, но не является прямым резервом для каждого оконечного пролета до базовых станций.

Основные радиолинии доступа до базовых станций представлены на рисунках 1 и 2. Для направления Алгатуй – БС №1 расстояние пролета составляет около 7,26 км, расчетный уровень сигнала – около -51 дБм. При ширине канала 20 МГц и модуляции 256 QAM обеспечивается требуемая пропускная способность порядка 200 Мбит/с с возможностью повышения модуляции при благоприятных условиях распространения сигнала.

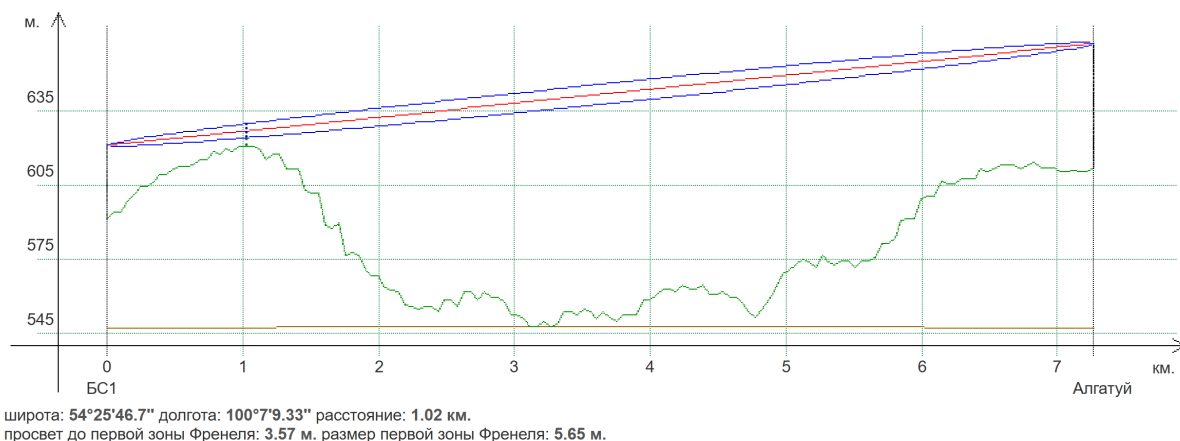


Рисунок 1. Профиль радиомоста БС №1 – Алгатуй / «Тулунуголь»

Для направления Алгатуй – БС №2 расстояние пролета составляет около 9,38 км, расчетный уровень сигнала – около –53 дБм. Параметры ширины канала и модуляции аналогичны направлению до БС №1. Профиль трассы с первой зоной Френеля приведен на рисунке 2.

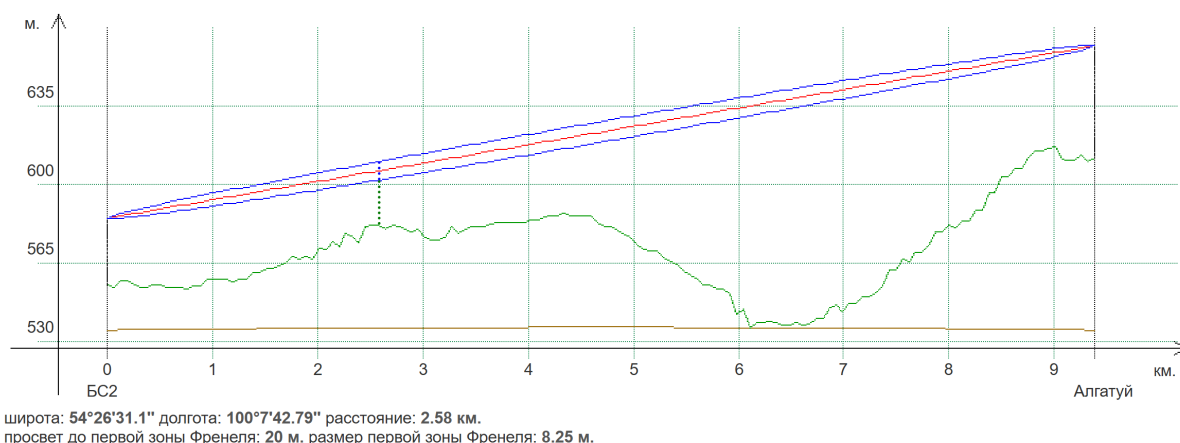


Рисунок 2. Профиль радиомоста БС №2 – Алгатуй / «Тулунуголь»

Профили на рисунках 1 и 2 подтверждают техническую возможность организации оконечных радиолиний от узла Алгатуй к БС №1 и БС №2. При этом данные графики не являются картами радиопокрытия территории разреза; они характеризуют именно трассы радиорелейных пролетов и просвет первой зоны Френеля.

Резервный магистральный подвод

Для повышения доступности сети предусмотрен резервный магистральный маршрут Сосновый Бор – РТПС «Булюшкина» – Алгатуй. На этих участках выполняется замена существующих комплектов Radwin на Ubiquiti airFiber 11. Участок Сосновый Бор – РТПС «Булюшкина» имеет протяженность около 16,3 км, расчетный уровень сигнала составляет около -58 дБм. Профиль трассы приведен на рисунке 3.

«Булюшкина» – Алгатуй. При этом радиолинии Алгатуй – БС №1 и Алгатуй – БС №2 остаются оконечными участками сети и требуют отдельного контроля параметров сигнала и доступности.

Анализ профилей трасс и зоны Френеля

Для радиорелейных линий диапазона 11 ГГц критически важны прямая радиовидимость и достаточный просвет первой зоны Френеля. Если рельеф, лесной массив или сооружения перекрывают значительную часть зоны Френеля, увеличиваются потери, ухудшается уровень сигнала и снижается устойчивость модуляции. Поэтому профили трасс на рисунках 1-4 используются как инженерное подтверждение возможности построения радиомостов на выбранных направлениях.

По представленным профилям видно, что расчетные трассы проходят с учетом рельефа местности и высот размещения антенн. На коротких пролетах Алгатуй – БС №1 и Алгатуй – БС №2 ожидаются более высокие уровни сигнала, что соответствует меньшей протяженности радиолиний. На более длинных резервных участках Сосновый Бор – РТПС «Булюшкина» и РТПС «Булюшкина» – Алгатуй расчетные уровни сигнала ниже, однако остаются допустимыми для выбранного оборудования и требуемой емкости канала.

Корректная интерпретация графиков Френеля позволяет избежать ошибки в описании топологии: эти графики подтверждают пригодность отдельных радиорелейных пролетов, но не доказывают резервирование каждого направления до БС. Поэтому в проекте следует явно указывать, что резервная цепочка относится к магистральному подводу, а не к прямому дублированию оконечных радиолиний до базовых станций.

Частотное регулирование и оформление документации

Эксплуатация радиорелейных станций в диапазоне 11 ГГц требует оформления разрешительной документации. В рамках проекта учитываются расчет электромагнитной совместимости, оформление документов в Главном радиочастотном центре и получение разрешений на использование радиочастот в установленном порядке [1, 2]. Эти действия необходимы для исключения взаимных помех с действующими радиосредствами и подтверждения законности эксплуатации сети.

При частотном планировании используются разнесенные диапазоны Low-Band и High-Band. Для основных направлений Алгатуй – БС №1 и Алгатуй – БС №2 применяются частоты нижнего поддиапазона, а для резервных направлений Сосновый Бор – РТПС «Булюшкина» и РТПС «Булюшкина» – Алгатуй – частоты верхнего поддиапазона. Такое разделение снижает вероятность взаимного влияния между близко расположенными радиолиниями и упрощает последующее сопровождение сети.

Размещение оборудования выполняется на существующих антенно-мачтовых сооружениях и объектах связи. Для активного оборудования, коммутаторов, источников бесперебойного питания и аккумуляторных батарей предусматриваются всепогодные термошкафы, что важно для эксплуатации в температурном диапазоне, характерном для Иркутской области.

Результаты предварительной настройки

Перед монтажом на объектах оборудование прошло предварительную настройку в лабораторных условиях. Были выполнены обновление прошивки, конфигурирование сетевых параметров IPv4 и SNMP, назначение идентификаторов радиомостов, настройка ключей шифрования и включение функции Ping Watchdog для автоматического восстановления связи при потере доступности.

Процесс подготовки оборудования представлен на рисунке 5. Лабораторная настройка позволяет заранее проверить работоспособность полуккомплектов, унифицировать конфигурации и сократить время работ на объектах.



Рисунок 5. Предварительная подготовка и тестирование оборудования

Для каждого радиомоста задавались параметры мощности передатчика в зависимости от длины пролета и расчетного уровня сигнала. По результатам подготовки все рассматриваемые направления соответствуют требуемой емкости не менее 200 Мбит/с. Сводные параметры радиоканалов приведены в таблице 1.

Таблица 1

Параметры радиорелейных каналов

Направление	Роль в топологии	Расстояние, км	Диапазон	Сигнал, дБм
Алгатуй – БС №1	Оконечный участок доступа	7,26	Low-Band	-51
Алгатуй – БС №2	Оконечный участок доступа	9,38	Low-Band	-53
Сосновый Бор – РТПС «Булюшкина»	Резервный магистральный подвод	16,3	High-Band	-58
РТПС «Булюшкина» – Алгатуй	Резервный магистральный подвод	23,87	High-Band	-61

Из таблицы 1 видно, что основные направления до БС имеют меньшую протяженность и более высокий расчетный уровень сигнала, а резервные направления формируют отдельную магистральную цепочку до узла Алгатуй. Результаты лабораторного тестирования оборудования показаны на рисунке 6.

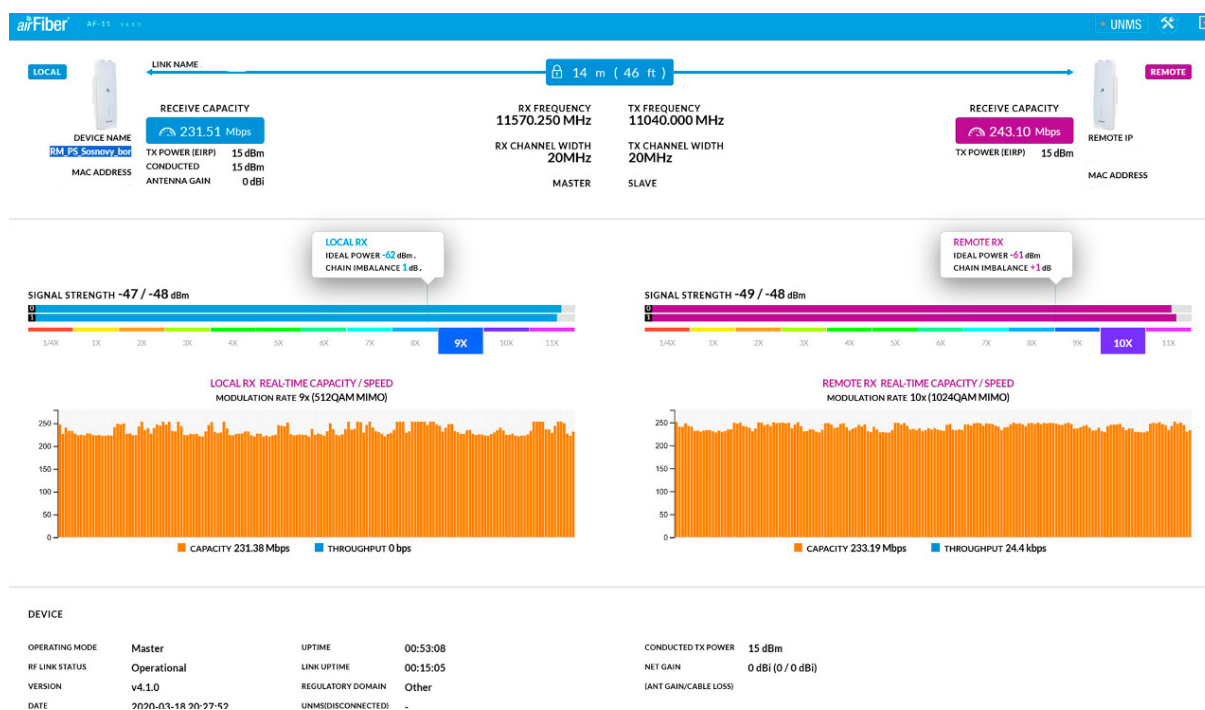


Рисунок 6. Результаты тестирования оборудования в лабораторных условиях

Полученные параметры подтверждают возможность дальнейшего монтажа и ввода оборудования в эксплуатацию после завершения организационных и разрешительных процедур.

Заключение

В ходе работы предложено техническое решение по модернизации магистрального канала связи на разрезе Мугунский с использованием оборудования Ubiquiti airFiber 11 диапазона 11 ГГц. Исправленная логика топологии позволяет четко разделить оконечные радиолинии Алгатуй – БС №1 и Алгатуй – БС №2 и резервный магистральный подвод Сосновый Бор – РТПС «Булюшкина» – Алгатуй.

Профили трасс и графики зоны Френеля подтверждают пригодность выбранных радиорелейных пролетов, однако не должны трактоваться как доказательство полного резервирования каналов до каждой базовой станции. Резервирование реализовано на уровне подвода к узлу Алгатуй, что повышает устойчивость магистральной части сети. Унификация оборудования, предварительная лабораторная настройка, SNMP-мониторинг и частотное планирование позволяют упростить эксплуатацию сети и обеспечить требуемую пропускную способность не менее 200 Мбит/с на рассматриваемых направлениях.

Практическая значимость предложенного решения заключается в том, что модернизация выполняется без изменения общей структуры сети и с опорой на уже существующие узлы связи. Это снижает объем строительно-монтажных работ, упрощает согласование размещения оборудования и позволяет поэтапно вводить радиолинии в эксплуатацию. Дополнительным преимуществом является единый парк радиорелейного оборудования: одинаковые полуккомплекты, антенны, принципы настройки и мониторинга позволяют быстрее выполнять диагностику, замену неисправных элементов и последующее расширение сети. Такой подход особенно важен для удаленных промышленных объектов, где время выезда специалистов и доступность запасных частей напрямую влияют на длительность возможного простоя. В дальнейшем данная схема может использоваться как типовая вариант модернизации магистральных радиоканалов на аналогичных промышленных площадках.

Список литературы

1. Решение ГКРЧ от 28.04.2009 № 09-03-04-1. – Текст : электронный.
2. Решение ГКРЧ от 11.09.2018 № 18-46-03-1/18. – Текст : электронный.
3. Ubiquiti airFiber 11 User Guide : электронный ресурс / Ubiquiti Inc. – URL: <https://ui.com/> (дата обращения: 09.05.2026). – Текст : электронный.
4. Ubiquiti airFiber AF-11FX Data Sheet : электронный ресурс / Ubiquiti Inc. – URL: <https://ui.com/> (дата обращения: 09.05.2026). – Текст : электронный.
5. Ubiquiti airFiber AF-11G35 Antenna Data Sheet : электронный ресурс / Ubiquiti Inc. – URL: <https://ui.com/> (дата обращения: 09.05.2026). – Текст : электронный.
6. Главный радиочастотный центр : сайт. – URL: <https://grfc.ru/> (дата обращения: 09.05.2026). – Текст : электронный.

Разработка устройства для защиты частных разговоров методом генерации акустических маскирующих помех

Колесник М.Е.¹, Ишин А.Б.²

1 – «Управление по конвоированию Главного управления Федеральной службы исполнения наказаний по Иркутской области», Иркутск, Россия

2 – Иркутский национальный исследовательский технический университет, Иркутск, Россия

ab202059@gmail.com, ishin.artem@yandex.ru

В докладе рассматривается разработка программно-аппаратного устройства для защиты частных разговоров от записи на бытовые микрофонные устройства. Предложен подход к формированию адаптивной ультразвуковой маскирующей помехи, параметры которой изменяются по уровню речевой активности. Описаны физические основы воздействия ультразвука на микрофонный тракт, структура макета на базе Arduino Nano, МАХ9814, ТС4420 и матрицы пьезоизлучателей, а также методика предварительной проверки. Показано, что включение подавителя снижает остаточную разборчивость речи на записи, особенно при малом расстоянии до излучающей матрицы.

Введение

Защита конфиденциальной речевой информации остаётся актуальной задачей информационной безопасности, поскольку смартфоны, ноутбуки, диктофоны, смарт-часы и умные колонки оснащаются чувствительными электретными и MEMS-микрофонами. Такие устройства могут находиться в помещении легально и при этом использоваться для скрытой записи переговоров.

Традиционные методы активного зашумления формируют помеху в слышимом диапазоне частот. Они могут снижать разборчивость записи, однако создают дискомфорт для участников разговора, мешают нормальному общению и демаскируют сам факт применения защитного средства. Поэтому перспективным направлением является воздействие не на слушателя, а на микрофонный тракт записывающего устройства.

Ультразвуковая маскирующая помеха находится выше области слышимости человека, но может вызывать нелинейные и интермодуляционные искажения в мембране, предусилителе и входных цепях микрофона. В результате на записи появляются шумовые компоненты в речевом диапазоне, что затрудняет последующее восстановление речи программными методами [1,2]. Целью настоящей работы является разработка макета устройства, использующего адаптивную генерацию ультразвуковых помех для снижения качества записи частных разговоров.

Материалы и методы

Разрабатываемое устройство ориентировано на противодействие акустическому каналу утечки информации, связанному с записью речи на

микрофон, расположенный внутри помещения. Защита виброакустического и оптико-электронного каналов требует иных средств и в рамках данной работы не рассматривается.

В качестве объектов воздействия наиболее актуальны MEMS-микрофоны, применяемые в смартфонах, ноутбуках, гарнитурах и устройствах «умного дома». Их миниатюрная конструкция, встроенный предварительный усилитель, аналого-цифровой преобразователь и алгоритмы автоматической регулировки усиления создают предпосылки для перегрузки и появления паразитных составляющих при интенсивном ультразвуковом воздействии.

Механизм подавления связан с тем, что реальный микрофонный тракт не является идеально линейным. При воздействии двух или более ультразвуковых составляющих через нелинейные участки тракта могут возникать разностные частоты, попадающие в слышимый диапазон. Например, сигналы в области 40 и 41 кГц способны порождать составляющую около 1 кГц. Поэтому для повышения эффективности целесообразно использовать не постоянный тон, а модулированную помеху с перестройкой параметров во времени [3].

Структура устройства

Структура разработанного макета показана на рисунке 1. Устройство построено по модульному принципу и включает блок анализа акустической обстановки, микроконтроллерный блок управления, повышающий преобразователь питания, усилительный блок и ультразвуковую излучающую матрицу.

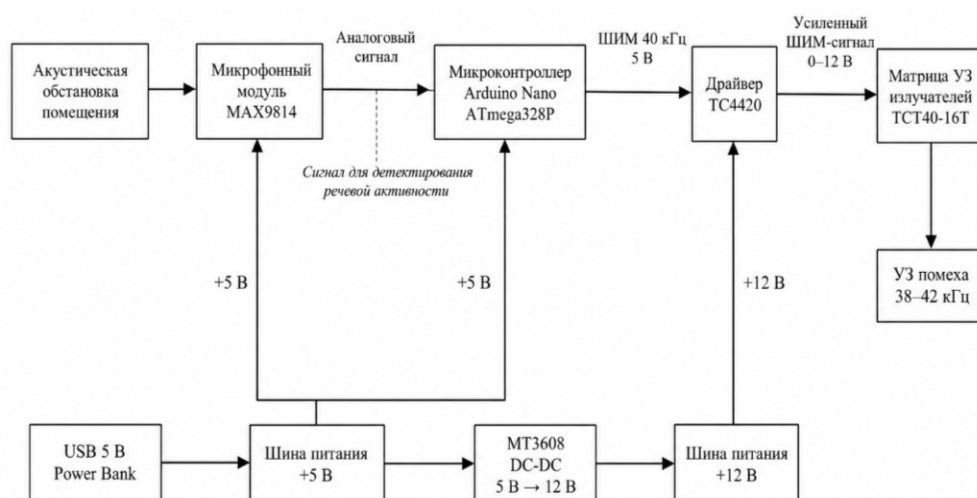


Рисунок 1. Структурная схема устройства ультразвукового подавления

Сигнал с микрофонного модуля MAX9814 поступает на аналоговый вход микроконтроллера Arduino Nano. Микроконтроллер оценивает уровень акустической активности и формирует ШИМ-сигнал на выводе D9.

Далее сигнал усиливается драйвером TC4420 и подаётся на матрицу из десяти пьезокерамических излучателей TCT40-16T, работающих в области около 40 кГц. Питание логической части осуществляется от 5 В, а для силовой части используется повышающий DC-DC преобразователь MT3608 (см. таблицу 1).

Таблица 1

Основные компоненты макета устройства

Компонент	Назначение	Причина выбора
Arduino Nano / ATmega328P	Управление устройством, анализ сигнала, генерация ШИМ	Доступность, наличие таймеров и АЦП [4]
MAX9814	Анализ акустической обстановки	АРУ, аналоговый выход, питание 5 В [5]
TC4420	Усиление управляющего сигнала	Высокий пиковый ток и быстрые фронты [6]
TCT40-16T	Формирование ультразвукового излучения	Рабочая частота около 40 кГц [7]
MT3608	Повышение напряжения питания	Получение 12 В от источника 5 В [8]

Алгоритм адаптивного формирования помехи

В отличие от статического подавителя, разработанный макет изменяет параметры ультразвукового сигнала в зависимости от акустической обстановки. Алгоритм включает формирование несущей частоты около 40 кГц, перестройку частоты в заданном диапазоне, изменение коэффициента заполнения ШИМ и переключение режимов по уровню сигнала с микрофонного модуля.

Формирование несущей выполняется аппаратным таймером Timer1 микроконтроллера ATmega328P. Использование таймера позволяет получать стабильный ШИМ-сигнал без постоянной нагрузки на основной цикл программы. Для повышения устойчивости помехи к цифровой фильтрации частота перестраивается примерно в диапазоне 38-42 кГц, а коэффициент заполнения изменяется в зависимости от выбранного режима.

Детектирование речевой активности выполняется по сигналу с выхода MAX9814. Микроконтроллер считывает значения АЦП, вычитает средний уровень постоянной составляющей, оценивает среднее абсолютное отклонение за короткое временное окно и сравнивает полученный уровень с порогами (см. таб. 2). Для исключения частого переключения используется задержка выхода из режима максимальной защиты.

Таблица 2

Режимы работы адаптивного подавителя

Режим	Условие	Параметры помехи	Назначение
Тишина	Уровень ниже нижнего порога	Пониженная мощность, слабая перестройка	Снижение энергопотребления

Режим	Условие	Параметры помехи	Назначение
Фоновый шум	Уровень между порогами	Средняя мощность, умеренная перестройка частоты	Поддержание базовой защиты
Речь	Уровень выше порога	Повышенная мощность, 38-42 кГц	Снижение разборчивости

Экспериментальная проверка

Практическая проверка выполнялась доступными средствами, так как специализированные приборы для измерения формы сигнала и уровня ультразвукового давления отсутствовали. Поэтому основной критерий работоспособности был связан не с измерением самого ультразвука, а с изменением качества записи речи при выключенном и включённом подавителе.

Для испытаний использовались собранный макет, смартфон для записи, источник тестовой фразы и компьютерная программа для просмотра формы сигнала и спектрограммы. На каждом расстоянии выполнялись две записи: контрольная запись при выключенном подавителе и опытная запись при включённом подавителе. Проверялись расстояния 0,5; 1,0; 1,5 и 2,0 м от излучающей матрицы до записывающего устройства.

Для количественной оценки применялся показатель остаточной разборчивости речи, равный отношению числа правильно распознанных слов к общему числу слов тестовой фразы, выраженному в процентах. Результаты предварительной проверки приведены в таблице 3.

Таблица 3

Оценка остаточной разборчивости речи

Расстояние, м	Режим подавителя	Всего слов	Распознано слов	Остаточная разборчивость, %
0,5	Выключен	14	14	100
0,5	Включен	14	1	7
1,0	Выключен	14	14	100
1,0	Включен	14	4	29
1,5	Выключен	14	13	93
1,5	Включен	14	6	43
2,0	Выключен	14	13	93
2,0	Включен	14	8	57

Обнаруживается (рисунок 2), что при выключенном устройстве тестовая фраза распознавалась почти полностью на всех расстояниях. При включении подавителя остаточная разборчивость снижалась до 7 % на расстоянии 0,5 м, до 29 % на расстоянии 1,0 м и постепенно возрастала при удалении записывающего устройства от излучателей.

Полученные результаты являются предварительными, поскольку оценка проводилась без осциллографа, измерителя ультразвукового

давления и специализированной речевой измерительной аппаратуры. Тем не менее сравнение контрольных и опытных записей показывает, что разработанный макет способен заметно ухудшать качество записи речи на бытовой смартфон. Наибольший эффект наблюдается при малом расстоянии и расположении записывающего устройства по оси излучающей матрицы.

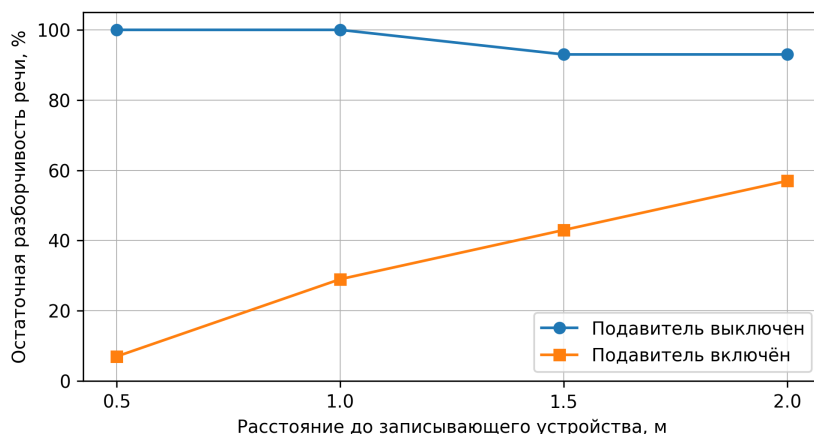


Рисунок 2. Зависимость остаточной разборчивости речи от расстояния

Дополнительно проверялось влияние угла расположения записывающего устройства. При отклонении от оси излучения остаточная разборчивость возрастала: на расстоянии 1 м она составляла 29 % при 0°, 36 % при 30°, 50 % при 60° и 71 % при 90°. Это подтверждает направленный характер ультразвукового воздействия и необходимость учитывать ориентацию излучающей матрицы при эксплуатации устройства.

Заключение

В работе предложено устройство защиты приватных разговоров, формирующее адаптивную ультразвуковую маскирующую помеху. Обосновано, что воздействие на нелинейные элементы микрофонного тракта может приводить к появлению шумовых и интермодуляционных составляющих в речевом диапазоне, что снижает качество аудиозаписи.

Разработана структура макета на базе Arduino Nano, микрофонного модуля МАХ9814, повышающего преобразователя МТ3608, драйвера ТС4420 и матрицы пьезокерамических излучателей ТСТ40-16Т. Ключевым отличием устройства является адаптивный алгоритм, который изменяет частоту, коэффициент заполнения и интенсивность помехи в зависимости от речевой активности.

С практической точки зрения предложенный подход удобен для макетирования, поскольку основные режимы задаются программно. Это позволяет изменять порог речевой активности, диапазон частотной перестройки, глубину модуляции и задержку выхода из режима

максимальной защиты без изменения аппаратной схемы. Такая особенность важна при последующей настройке устройства под разные помещения, уровни фонового шума и модели записывающих устройств.

При этом результаты следует рассматривать как предварительные. Эффективность ультразвукового подавления зависит от конструкции корпуса смартфона, расположения микрофонных отверстий, наличия акустических фильтров, чувствительности микрофона и внутренних алгоритмов шумоподавления. Поэтому корректная оценка требует серии испытаний на нескольких устройствах, а также контроля уровня ультразвукового давления для соблюдения требований акустической безопасности.

Предварительные аудиоиспытания показали снижение остаточной разборчивости речи при включении подавителя: на расстоянии 0,5 м она уменьшалась с 100 до 7 %, а на расстоянии 1,0 м – со 100 до 29 %. Дальнейшая работа должна быть направлена на инструментальное измерение формы выходного сигнала, уровня ультразвукового давления, акустической безопасности и эффективности на разных моделях записывающих устройств.

Список литературы

1. Хорев А.А. *Техническая защита информации* / А.А. Хорев. - М.: Радио и связь, 2001.
2. Бузов Г.А. *Защита от утечки информации по техническим каналам* / Г.А. Бузов, С.В. Калинин, А.В. Кондратьев. - М.: Горячая линия - Телеком, 2005.
3. Zhang G. *DolphinAttack: Inaudible Voice Commands* / G. Zhang, C. Yan, X. Ji, T. Zhang, T. Zhang, W. Xu // *Proceedings of the 2017 ACM SIGSAC Conference on Computer and Communications Security*. - 2017.
4. *ATmega328P: 8-bit AVR Microcontroller with 32K Bytes In-System Programmable Flash : datasheet [Электронный ресурс]* / Microchip Technology Inc. – URL: https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-7810-Automotive-Microcontrollers-ATmega328P_Datasheet.pdf (дата обращения: 02.05.2026). – Текст : электронный.
5. *MAX9814: Microphone Amplifier with AGC and Low-Noise Microphone Bias : datasheet [Электронный ресурс]* / Analog Devices. – URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/max9814.pdf> (дата обращения: 02.05.2026).
6. *TC4420/TC4429: 6A High-Speed MOSFET Drivers : datasheet [Электронный ресурс]* / Microchip Technology Inc. – URL: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21419D.pdf> (дата обращения: 02.05.2026).
7. *TCT40-16T/R Piezoelectric Ceramic Ultrasonic Sensor : datasheet [Электронный ресурс]*. – URL: https://docs.sparkfun.com/SparkFun_Ultrasonic_Distance_Sensor_Qwiic/assets/component_documentation/TCT40-16-T-R.pdf (дата обращения: 02.05.2026).
8. *MT3608: High Efficiency 1.2MHz 2A Step Up Converter : datasheet [Электронный ресурс]* / Arosemi Technology Co., Ltd. – URL: <https://www.olimex.com/Products/Breadboarding/BB-PWR-3608/resources/MT3608.pdf> (дата обращения: 02.05.2026). – Текст : электронный.

Электронная нагрузка для тестирования источников питания

Шаруненко И.П.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия
sarunenkoila@gmail.com

В работе рассматривается обзор решений электронных нагрузок для тестирования источников питания.

Введение

Электронная нагрузка – это устройство, которое подключается к выходу источника питания (блока питания, аккумулятора, зарядного устройства) и потребляет электрический ток по заданному закону. В отличие от обычного резистора, электронная нагрузка позволяет оперативно менять ток потребления без перепайки, автоматизировать процесс тестирования, записывать вольт-амперные характеристики и тестировать динамические режимы, такие как скачки тока.

Основные области применения электронных нагрузок включают проверку блоков питания и стабилизаторов, разряд и измерение ёмкости аккумуляторов, испытание зарядных устройств, а также тестирование выходных каскадов усилителей.

Классификация электронных нагрузок

По способу управления электронные нагрузки делятся на три основных типа. Ручные нагрузки регулируются переменным резистором, они просты и дешёвы, но не позволяют автоматизировать процесс и подвержены дрейфу параметров при нагреве. Аналоговые нагрузки управляются внешним напряжением 0–10 В, обеспечивают высокую скорость реакции, но требуют внешнего управляющего сигнала. Цифровые нагрузки содержат встроенный микроконтроллер и интерфейс USB или RS-232, что позволяет автоматизировать тестирование, записывать данные и достигать высокой точности, однако они сложнее в разработке и настройке.

По режиму работы различают четыре основных типа. Режим постоянного тока (CC) поддерживает заданный ток независимо от напряжения и применяется для тестирования источников напряжения, таких как блоки питания. Режим постоянного сопротивления (CR) имитирует резистор фиксированного номинала, где ток изменяется пропорционально напряжению ($I = U/R$), и используется для тестирования источников тока и аккумуляторов. Режим постоянной мощности (CW) поддерживает заданную мощность и применяется для разряда аккумуляторов и тестирования мощных источников питания. Режим постоянного напряжения (CV) поддерживает заданное напряжение на входе и используется для проверки источников тока. Наиболее востребованными на практике являются режимы CC и CR.

По типу силового элемента электронные нагрузки строятся на трёх типах компонентов. MOSFET – полевые транзисторы, такие как IRFP250 и

IRFP460, обладают высоким входным сопротивлением и отсутствием теплового пробоя, но требуют качественного охлаждения при работе в линейном режиме. BJT – биполярные транзисторы, например TIP142 или KT827, отличаются дешевизной, но склонны к тепловому пробоя и требуют тока базы. IGBT – биполярные транзисторы с изолированным затвором, такие как IRGP4630, используются при высоких напряжениях (свыше 300 В), но имеют большое падение напряжения около 2 В. Для лабораторной нагрузки средней мощности до 200 Вт оптимальным выбором являются N-канальные MOSFET.

Промышленные электронные нагрузки

АКТАКОМ АТН-8030 – это российский программируемый прибор, типичный представитель промышленных решений среднего ценового сегмента. Он предназначен для имитации различных режимов работы нагрузки при тестировании источников питания радиотехнических устройств.

Основные технические характеристики прибора следующие. Максимальная потребляемая мощность составляет 300 Вт, входное напряжение – от 0 до 150 В, входной ток – от 0 до 30 А. Прибор поддерживает четыре режима работы: CC, CV, CR и CW. Для режима постоянного тока предусмотрены два поддиапазона: 0...3 А с разрешением 0,1 мА и точностью 0,03% от установленного значения плюс 0,05% от диапазона, а также 0...30 А с разрешением 1 мА и аналогичной точностью.

В режиме постоянного сопротивления точность составляет 0,1% от установленного значения плюс 0,1% от диапазона. Режим постоянной мощности имеет аналогичную точность. Прибор также выполняет измерения напряжения с точностью до 0,015% для диапазона до 20 В.

Важной особенностью АТН-8030 является поддержка динамического тестирования. Прибор может переключаться между двумя уровнями нагрузки с частотой до 25 кГц, а скорость нарастания тока достигает 2,5 А/мкс. Режим «мягкого» запуска с длительностью от 1 до 200 мс позволяет плавно наращивать нагрузку, что важно при тестировании источников с индуктивной нагрузкой. Функция тестирования батарей позволяет измерять ёмкость аккумуляторов до 999 А·ч.

Управление прибором возможно как с передней панели с ВФД-дисплеем, так и удалённо через интерфейсы USB или RS-232. Предусмотрена работа по спискам с возможностью программирования до 200 шагов в каждой из 8 групп, а также режим автоматического тестирования. Прибор оснащён защитами от перегрева, от перегрузки по току, напряжению и мощности, а также от неправильной полярности подключения.

Цена АКТАКОМ АТН-8030 составляет ориентировочно от 80 000 до 120 000 рублей. К плюсам прибора можно отнести высокую точность,

широкие функциональные возможности, поддержку динамических режимов и возможность автоматизации. Минусы – высокая стоимость, отсутствие Ethernet-интерфейса и то, что программное обеспечение не входит в стандартную комплектацию на физическом носителе.

На рынке также представлены зарубежные и отечественные аналоги. Keysight EL34143A (США) имеет мощность 150 Вт, ток 30 А и стоит около 180 000 рублей. ITECH IT8511A+ (Тайвань) при мощности 150 Вт и токе 30 А стоит около 50 000 рублей. Мауно M9712 (Китай) с аналогичными характеристиками доступен примерно за 40 000 рублей. Российская ЭН-200-60 от «Энергомера» имеет мощность 200 Вт, ток 20 А и стоит около 120 000 рублей. Импортные приборы функциональнее, но после 2022 года имеют проблемы с доступностью. Отечественные аналоги дороги и уступают в функциональности – в них отсутствуют динамические режимы и высокая скорость записи данных.

DIY-решения (любительские разработки)

Конструктор электронной нагрузки с Aliexpress. На китайских площадках, таких как Aliexpress, продаётся набор для сборки электронной нагрузки базовой конфигурации. Заявленная мощность конструктора составляет 150 Вт, максимальный ток – до 10 А, напряжение – до 100 В. Силовой элемент – один или два MOSFET в корпусе TO-220 (идут в комплекте). Управление – ручное, с помощью переменного резистора. Индикация отсутствует, требуется внешний вольтамперметр. Цена конструктора составляет около 500–1000 рублей. В комплект входят печатная плата с установленными SMD-компонентами, разъёмы, пара транзисторов и шунты.

Пример доработанного проекта. В открытых источниках описан проект, где на основе такого конструктора собрана нагрузка мощностью около 200 Вт. Вместо штатных транзисторов использованы четыре MOSFET IRFP250 (200 В, 30 А) в корпусе TO-247. Система охлаждения выполнена на основе массивного алюминиевого радиатора с принудительным обдувом вентилятором и термопредохранителем на 90°C. Для индикации применён двунаправленный ампервольтметр на 20 А и 90 В.

В конструкцию были внесены следующие изменения по сравнению с базовым конструктором. Штатное реле, управляющее включением нагрузки и потребляющее 140 мА, заменено на миниатюрное реле с током потребления 30 мА, что снизило тепловыделение узла управления. Реле подключено таким образом, что при обесточенном состоянии вход схемы управления нагрузкой замкнут на «общий» провод, что соответствует нулевому току нагрузки. При подаче управляющего сигнала реле размыкает эту цепь, и регулировка тока становится доступной. В цепях управления параллельно штатным конденсаторам 1 нФ установлены дополнительные ёмкости 33–100 нФ для предотвращения самовозбуждения схемы

регулировки тока. Также реализовано автоматическое управление вентилятором в зависимости от температуры радиатора.

В ходе испытаний устройства при разряде аккумулятора LiFePo4 ёмкостью 6,5 А·ч током 6 А (что соответствовало рассеиваемой мощности около 100 Вт) температура радиатора в зоне крепления транзисторов составила 49–50°C.

Ограничения DIY-решений

Любительские разработки имеют ряд характерных ограничений. Во-первых, это неопределённость параметров компонентов: силовые транзисторы, приобретаемые на открытых рынках, могут быть поддельными или бывшими в употреблении, что напрямую влияет на надёжность работы в линейном режиме. Во-вторых, ограниченный диапазон токов: при штатных шунтах максимальный ток составляет около 6 А, а для его увеличения до 20 А требуется замена шунтов и пересчёт резисторов цепи обратной связи. В-третьих, для успешной сборки и настройки требуются навыки пайки, чтения схем, подбора компонентов и, при цифровом управлении, программирования. В-четвёртых, самодельные устройства не проходят метрологическую поверку и не могут использоваться для официальных испытаний. В-пятых, большинство DIY-решений не поддерживают динамическое тестирование, то есть быстрое переключение между уровнями тока.

Сравнение промышленных и DIY-решений

Для наглядного сравнения основные параметры промышленного прибора АКТАКОМ АТН-8030 и доработанного DIY-проекта сведены в таблицу ниже.

Таблица 1

Параметры промышленного прибора АТАКОМ АТН-8030

Параметр	АКТАКОМ АТН-8030	DIY на базе конструктора
Максимальная мощность	300 Вт	~200 Вт
Максимальный ток	30 А	~10–15 А
Максимальное напряжение	150 В	~100 В
Поддерживаемые режимы	CC, CV, CR, CW	CC, CR (после доработки)
Точность (CC режим)	0,03% + 0,05%	~3–5% (оценочно)

продолжение таблицы 1

Динамическое тестирование	до 25 кГц	Отсутствует
Интерфейсы	USB, RS-232	ручная регулировка
Гарантия / поверка	есть	нет
Стоимость	80 000 – 120 000 руб.	3 000 – 5 000 руб.

Выводы

Промышленные электронные нагрузки, такие как АКТАКОМ АТН-8030, обеспечивают высокую точность, широкий функционал и метрологическую гарантию. Основной недостаток – высокая стоимость от 80 000 рублей, что ограничивает их доступность для малых лабораторий и учебных заведений.

DIY-решения позволяют создать рабочую нагрузку за 3 000–5 000 рублей. Однако они существенно уступают промышленным приборам по точности (3–5% против 0,03%), функциональности (отсутствие динамических режимов и интерфейсов) и надёжности (проблема подлинности MOSFET).

Оптимальным путём для лабораторных нужд является разработка собственной цифровой нагрузки на базе микроконтроллера STM32 и MOSFET IRFP460 с 16-битным АЦП. Это позволяет получить точность около 1% при стоимости компонентов не более 5 000 рублей, добавив при этом USB-интерфейс и поддержку режимов CC и CR.

Список литературы

1. АКТАКОМ. Электронная программируемая нагрузка АТН-8030 [Электронный ресурс] // Эликс: [сайт]. – URL: https://www.eliks.ru/kio/index.php?SECTION_ID=1160&ELEMENT_ID=24077 (дата обращения: 20.04.2026). – Текст: электронный.
2. VAlm. Самодельная электронная нагрузка 200W на основе компонентов с АлиЭкспресс [Электронный ресурс] // Mysku: [сайт]. – 15.05.2020. – URL: <https://mysku.club/blog/diy/80044.html> (дата обращения: 20.04.2026). – Текст: электронный.
3. Березин, О. К. Проектирование источников электропитания электронной аппаратуры: учебное пособие / О. К. Березин, В. Г. Костилов, Е. М. Парфенов, А. А. Скрипко; под редакцией В. А. Шахнова. – 4-е изд., перераб. и доп. – Москва: КноРус, 2010. – 532 с. – ISBN 978-5-406-00230-8. – Текст: непосредственный

Усовершенствование панели управления для изделия 9П138

Бунеев И.А., Ишин А.Б.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия

ilyabuneev@yandex.ru, ishin.artem@yandex.ru

Панель (пульт) управления 9П138 – это специализированное электротехническое устройство, предназначенное для дистанционного управления исполнительными механизмами артиллерийской части боевой машины, выбора режимов ведения огня и контроля состояния электрических цепей стрельбы [1]. В данной работе рассматривается вопрос повышения эксплуатационной надежности и ремонтпригодности боевой машины 9П138. Выявлены ключевые недостатки существующих панелей управления, затрудняющие их оперативное восстановление в боевых условиях. В качестве решения предложена модернизация конструкции путем перехода на модульную архитектуру и современную компоновочную схему. Обосновано, что внедрение легкоъемных блоков позволяет реализовать метод агрегатной замены неисправных элементов непосредственно в местах дислокации техники («в поле»). В результате предложенных конструктивных изменений прогнозируется существенное сокращение времени простоя и рост коэффициента технической готовности (КТГ) изделия.

Введение

В настоящее время панели управления изделием 9П138 [1] являются ключевым звеном во взаимодействии экипажа с системами реактивного залпового огня (РСЗО) 9П138 Град-1 [2]. Однако за десятилетия эксплуатации выявилась серьезная проблема: низкая **ремонтпригодность** штатных блоков в условиях реальных боевых действий.

Существующие методы восстановления работоспособности имеют ряд критических недостатков:

- Логистическая зависимость: метод «агрегатной замены» (замена всей панели) требует наличия дорогостоящего и дефицитного фонда запчастей на полевых складах, что не всегда возможно.
- Технологическая сложность: компоновка старых панелей не предусматривает быстрого доступа к компонентам. Ремонт путем перепайки отдельных элементов в полевых условиях крайне затруднен из-за отсутствия стационарного оборудования, условий стерильности и высокого риска повреждения смежных узлов.
- Моральный износ: элементная база 70-х годов физически деградирует, что увеличивает частоту отказов.

Анализ неисправностей и возможные решения

По опыту ремонта панелей управления изделием 9П138 установлено, что наиболее уязвимыми узлами являются:

- Электромагнитные реле – 50% случаев. (Окисление контактов, подгорание из-за скачков напряжения, механический износ подвижных частей).

- Тумблеры – 90% случаев. (Механические поломки рычагов, износ фиксаторов, потеря контакта из-за попадания пыли и влаги).

- Вольтметры – 40% случаев. (Механические повреждения системы подвеса, повреждения измерительного узла, дефекты корпуса и индикации).

Ввиду отсутствия на складах готовых комплектов ЗИП для оригинальных панелей 1970-х годов выпуска, предлагается проектирование аналога панели, выполняющего идентичные функции, но построенного на новой архитектуре.

Ключевые изменения:

1. Обновление элементной базы: Замена дефицитных советских компонентов на современные аналоги, имеющиеся в свободной продаже (например, замена реле на современные защищенные электромеханические реле).

2. Изменение способа монтажа: Переход от жесткой пайки «провод-плата» к разъемным соединениям (быстросъемным клеммникам и штекерам).

Это позволяет решить две стратегические проблемы:

1. Дефицит комплектующих: Использование стандартных промышленных элементов снимает зависимость от старых складов Минобороны.

2. Ремонтопригодность: В полевых условиях ремонт сводится к замене неисправного реле без использования паяльного оборудования – достаточно простой замены блока в разъеме.

Таким образом, поставлена задача спроектировать функциональный аналог панели управления 9П138 с частичной заменой элементной базы и переходом на модульный принцип монтажа компонентов.

Общий вид и принципиальная схемы панели представлены ниже.

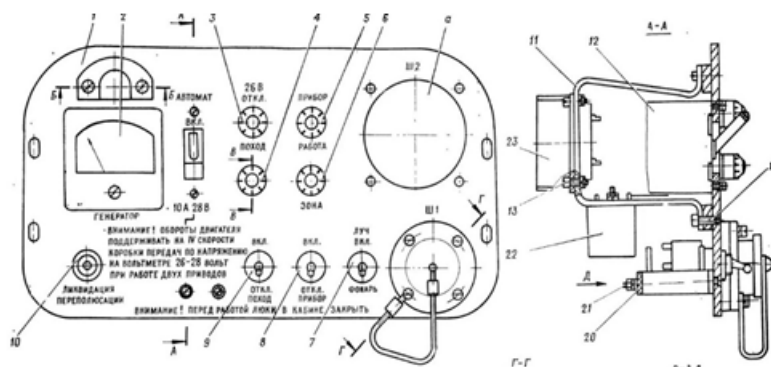


Рисунок 1. Панель управления 9П138 [2]

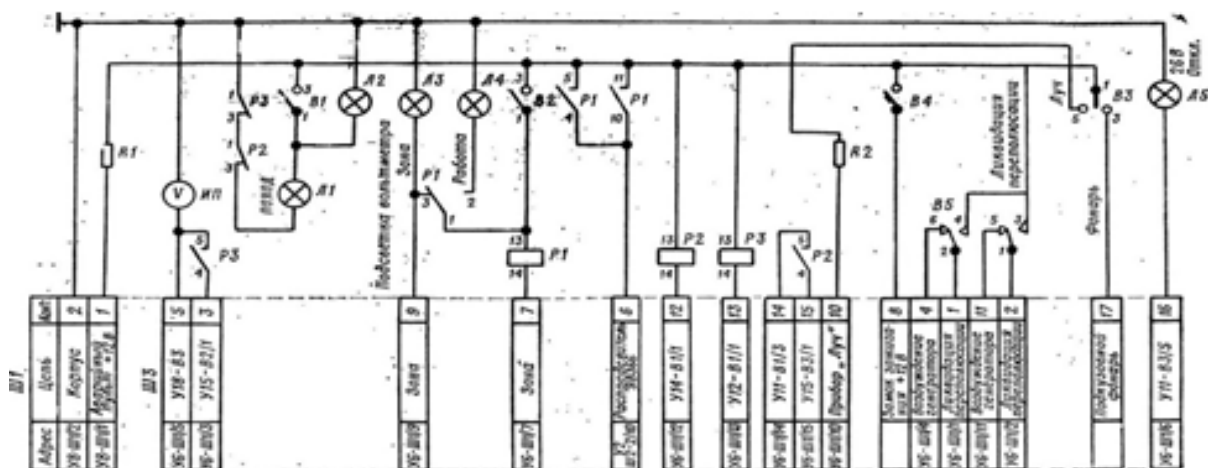


Рисунок 2. Принципиальная электрическая схема панели 9П138

Подбор аналогов

Для подбора аналогов мы ориентируемся на компоненты, которые доступны в общепромышленной продаже, обладают повышенной надежностью и подходят под условия эксплуатации (вибрация, перепады температур) [3].

Сравнение элементной базы изделия 9П138 для замены:

1. Измерительные приборы (Вольтметр)

БЫЛО: Стрелочный вольтметр (М4200 или аналоги) – боится вибраций, стекло бьется, трудно считывать в темноте.

СТАЛО (Аналог): Цифровой встраиваемый вольтметр постоянного тока в защищенном корпусе (например, серия ВВ-01 или модули типа 0.56" DC 0-100V).

Преимущество: Нет подвижных частей, LED-индикация видна ночью, высокая точность.

2. Органы управления (тумблеры)

БЫЛО: Советские тумблеры серии П2Т, ТВ1-1 – со временем окисляются, не имеют защиты от влаги.

СТАЛО (Аналог): Тумблеры серии KN3(C) или ASW-07 или отечественные усиленные ТЗ.

Преимущество: Рычаг тумблера выполнен из металла, что практически полностью исключает их механическую поломку.

3. Коммутация (Реле)

БЫЛО: Крупногабаритные электромагнитные реле (типа РЭС).

СТАЛО (Аналог): Реле промежуточное JZX-22F(D)/4Z DC12.

Преимущество: Огромный ток коммутации, дешевизна, возможность мгновенной замены (реле просто вытывается из колодки).

4. Соединения (Разъемы и клеммы)

БЫЛО: Пайка проводов в жгут (объемный монтаж).

СТАЛО (Аналог): Гнездо 18F-2Z-A2 4Z

Преимущество: Для ремонта нужно только вынуть неисправный элемент и вставить новый, никакого паяльника.

Рекомендация по компоновке (ЗИП)

При такой замене весь набор запчастей для панели (пару реле, один вольтметр и пара тумблеров) уместается в небольшой карманный бокс, а ремонт сводится к модульной замене.

Экономическое обоснование

Экономическое обоснование в данной работе строится не на продаже устройства, а на минимизации эксплуатационных расходов и предотвращении косвенных убытков (потери дорогостоящей техники из-за копеечной детали).

1. Снижение стоимости комплектующих

- Оригинальные запчасти: Поиск складских остатков советских компонентов (реле, вольтметры) обходится дорого из-за их дефицитности и необходимости проведения спецпроверок (хранение 40+ лет).

- Современные аналоги: Использование общепромышленных компонентов (клеммники, реле) снижает прямые затраты на закупку элементов в 3–5 раз.

2. Сокращение времени на ремонт (Главный экономический фактор)

В экономике военной техники используется понятие стоимости нормо-часа и коэффициента технической готовности (КТГ) [3-5].

- Традиционный ремонт: Требуется демонтаж всей панели, транспортировки в ремонтную мастерскую, работы паяльщиком. Время простоя машины – от 24 до 72 часов.

- Модернизированная панель: Ремонт выполняется «у борта» заменой модуля за 15–30 минут.

- Эффект: Резкое снижение затрат на логистику и оплату труда высококвалифицированных специалистов.

3. Отказ от дорогостоящего оборудования

Для ремонта старой панели необходимы: паяльная станция, осциллограф, генератор сигналов, наличие электросети [5]. Для ремонта новой панели достаточно: мультиметра и набора отвёрток. Это исключает необходимость содержания специализированных передвижных мастерских (ПАРМ) для обслуживания именно этого узла.

Заключение

В ходе выполнения работы было проведено комплексное исследование и проектирование усовершенствованной панели управления для изделия 9П138. На основании проведенного анализа можно сделать следующие выводы:

Обоснована техническая необходимость: Установлено, что штатные панели образца 1970-х годов имеют критические недостатки в плане ремонтпригодности. Традиционный метод ремонта (пайка и агрегатная замена) в современных условиях ведет к неоправданным простоям техники и зависимости от дефицитных складских запасов.

Выявлены ключевые точки отказа: Статистический анализ показал, что более 60% неисправностей приходится на электромеханические узлы (реле, тумблеры) и индикацию (лампы, вольтметры), чувствительные к вибрациям и влаге.

Реализован модульный подход: Разработанная концепция перехода от жесткого монтажа к разъемным соединениям и современной элементной базе позволяет восстанавливать работоспособность изделия «в поле» в течение 15–30 минут силами экипажа, без использования специального паяльного оборудования.

Повышена надежность: Замена механического вольтметра на цифровой значительно увеличивают виброустойчивость и общий ресурс панели, минимизируя риск «человеческого фактора» при считывании показаний.

Доказана экономическая эффективность: Модернизация не требует значительных инвестиций, так как базируется на доступных промышленных компонентах. Основной эффект достигается за счет резкого повышения коэффициента технической готовности и снижения затрат на логистику и обслуживание.

Резюме: Предложенное решение превращает панель управления 9П138 в современный, ремонтпригодный и надежный узел, что напрямую способствует повышению боевой эффективности и живучести системы РСЗО «Град-1» в условиях современного динамичного боя.

Список литературы

1. Боевая машина 9П138. Руководство по службе : техническое описание. – М.: Воениздат, 1976. – 184 с.
2. 122-мм реактивная система залпового огня «Град-1». Инструкция по эксплуатации. – М.: Военное издательство МО СССР, 1980. – 120 с.
3. ГОСТ В 20.39.304-76. Комплексная система общих технических требований. Аппаратура, приборы, устройства и оборудование военного назначения. Требования по стойкости к внешним воздействующим факторам. – М.: Стандартиформ, 1977. – 45 с.
4. ГОСТ 2.105-2019. Единая система конструкторской документации. Общие требования к текстовым документам. – М.: Стандартиформ, 2020. – 36 с.
5. ГОСТ 12.2.007.0–75. Система стандартов безопасности труда. Изделия электротехнические. Общие требования безопасности. – М.: Стандартиформ, 2010. – 12 с.

Система измерения уровня открытых водоемов

Беляцкий А.В.¹, Конопелько Д.В.^{1,2}, Николаев А.А.^{1,2}

1 – Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия

2 – «Научно Технический Центр «КУМИР»

anton_beliatkii@mail.ru, dima.konopelko.96@mail.ru, nikolaev-9494@mail.ru

В статье рассматривается задача повышения точности измерения уровня воды открытых водоёмов на примере озера Байкал. Проведён сравнительный анализ датчиков давления MPXV5004DP и MPX5050DP, экспериментально проверена гипотеза о расширении диапазона измерений. Показано, что датчик с расширенным диапазоном обеспечивает необходимый запас по уровню, однако требует дополнительной программной обработки сигнала для достижения целевой точности ± 1 см. Обоснована необходимость применения цифровых фильтров, оценка эффективности которых планируется на следующем этапе исследований.

Введение

Озеро Байкал является крупнейшим резервуаром пресной воды на планете, содержащим около 20% мировых запасов поверхностных пресных вод [1]. Точный мониторинг уровня воды озера имеет критическое значение для множества сфер: регулирования водоэнергетических режимов Иркутской ГЭС, обеспечения водного транспорта, промышленного и коммунального водоснабжения, а также сохранения уникальной экосистемы Байкальской природной территории.

Согласно исследованиям Лимнологического института СО РАН, изменение уровня воды в озере Байкал всего на ± 1 см соответствует изменению объёма на $\pm 0,32$ км³ (или скорости наполнения/сработки озера ± 3700 м³/с) без учёта внутрисуточных колебаний, достигающих 9–17 см [1,2,3]. Такие колебания связаны с сейшевыми волнами, нагонами и сгонами воды, что предъявляет высокие требования к точности измерительных систем.

В связи с этим повышение точности измерений уровня воды является приоритетной задачей. Для достижения требуемой точности (± 1 см) необходимо решить несколько взаимосвязанных проблем: выбрать оптимальный датчик давления с подходящим диапазоном измерений и минимальной погрешностью, а также рассмотреть подходы к программной обработке сигналов для повышения точности измерений.

Экспериментальная часть

Для проведения лабораторных испытаний была собрана экспериментальная установка, представляющая собой вертикальную трубу диаметром 100 мм и высотой 160 см, заполненную водой. Данная конструкция имитирует измерительную колонку с возможностью изменения

уровня воды и контроля показаний датчика давления в контролируемых условиях. Установка представлена на рисунке 1.



Рисунок 1. Экспериментальная установка

Конструкция измерительной установки и методика проведения экспериментов разработаны в соответствии с патентом РФ № 2812614 [4] «Способ измерения среднего уровня воды в открытых водоёмах и устройство для его осуществления».

Данная конструкция имитирует измерительную колонку с возможностью изменения уровня воды и контроля показаний датчика давления в контролируемых условиях.

На первом этапе исследований в качестве чувствительного элемента был выбран датчик относительного давления MPXV5004DP.

Датчик MPXV5004DP – кремниевый пьезорезистивный датчик дифференциального давления из серии датчиков с интегрированным усилителем сигнала для измерения перепада давления в воздухе и неагрессивных жидкостях.

Питание датчика осуществляется от источника напряжением 5 В, что обеспечивает совместимость с большинством микроконтроллерных систем.

Чувствительность датчика составляет $\sim 1,15$ В/кПа, что является высоким показателем по сравнению с другими датчиками серии MPX и обеспечивает отличное разрешение для регистрации малых изменений давления в пределах рабочего диапазона.

Важным преимуществом датчика является высокая точность измерений, составляющая $\pm 1,5$ %. Данный показатель является одним из лучших в рассматриваемой серии датчиков и обеспечивает надежную регистрацию малых изменений давления в пределах рабочего диапазона.

Основным ограничением датчика MPXV5004DP является недостаточный диапазон измерений 0–3,92 кПа для задач мониторинга озера

Байкал, где перепад уровней достигает 3 метров (~30 кПа). Несмотря на высокую точность, физическое ограничение диапазона не позволяет использовать данный датчик для полного цикла измерений уровня озера. Однако в рамках исследования выдвигалась гипотеза о возможности расширения рабочего диапазона за счёт изменения диаметра измерительной трубки

Датчик был подключён к платформе Arduino Nano для непрерывной записи показаний в течение 48 часов. В ходе эксперимента фиксировались значения выходного напряжения с последующим пересчётом в единицы давления и высоты водяного столба.

Результаты показали, что в пределах рабочего диапазона датчик демонстрирует высокую чувствительность (~1,15 В/кПа) и стабильность показаний при неизменном уровне воды. Однако при попытке измерения уровней выше 60 см, датчик выводил своё максимальное значение что связано с выходом за пределы калиброванного диапазона чувствительного элемента. Пример вывода данных с датчика представлен на рисунке 2.

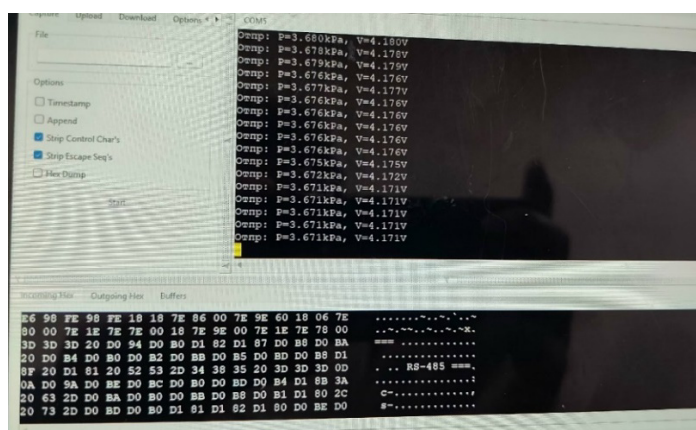


Рисунок 2. Показания датчика давления в реальном времени

В ходе предварительных обсуждений была выдвинута гипотеза о возможности увеличения диапазона измеряемого уровня воды путём уменьшения диаметра измерительной трубки. Для проверки данной гипотезы были проведены эксперименты с трубками различного диаметра.

Результаты экспериментов представлены в таблице 1.

Таблица 1

Результаты эксперимента с трубками различного диаметра

Внутренний диаметр, мм	Теоретический диапазон, см	Экспериментальный диапазон, см
14,4	30,55	60
11,6	47,1	60
5,25	231	60
4,6	300	60

Экспериментально установлено, что диаметр трубки не влияет на диапазон измеряемого давления, гипотеза была опровергнута.

На основании результатов первого этапа был выбран датчик относительного давления MPX5050DP с диапазоном измерений 0–50 кПа позволяющим охватить необходимые перепады уровня воды за счёт более широкой шкалы измеряемого давления.

Датчик MPX5050DP – кремниевый пьезорезистивный датчик дифференциального давления из серии интегрированных датчиков давления для автомобильных и промышленных применений.

Датчик имеет диапазон измерений 0–50 кПа. Данный диапазон является оптимальным для задач мониторинга уровня воды в открытых водоёмах, где перепад уровней может достигать нескольких метров.

Питание датчика осуществляется от источника напряжением 4,75–5,25 В (номинально 5 В), что обеспечивает совместимость с большинством микроконтроллерных систем, включая платформу Arduino Nano.

Чувствительность датчика составляет 90 мВ/кПа, что обеспечивает достаточное разрешение для регистрации малых изменений давления. Встроенная температурная компенсация в диапазоне от –40 до +125 °С и заводская калибровка упрощают процесс интеграции датчика в измерительную систему и снижают требования к дополнительной обработке сигнала.

Датчик MPX5050DP позиционируется как универсальное решение для измерения дифференциального давления в системах промышленной автоматики, автомобильной технике, системах управления на базе микроконтроллеров и микропроцессоров. В контексте задач мониторинга уровня воды данный датчик может быть использован как в лабораторных условиях для отладки методики измерений, так и в составе стационарных измерительных станций для натурных испытаний. Сравнение основных параметров датчиков MPXV5004DP и MPX5050DP приведены в таблице 2.

Таблица 2

Сравнение датчиков MPXV5004DP и MPX5050DP

Параметр	MPXV5004DP	MPX5050DP
Диапазон измерений	0–3,92 кПа	0–50 кПа
Чувствительность	~1,15 В/кПа	90 мВ/кПа
Погрешность	±1,5 %	±2,5 %
Напряжение питания	5 В	5 В
Ток потребления	7 мА	7 мА
Встроенный усилитель	Есть	Есть

Как видно из сравнения, датчик MPX5050DP обеспечивает необходимый запас по диапазону измерений, однако имеет меньшую чувствительность и большую погрешность по сравнению с MPXV5004DP.

Датчик относительного давления MPX5050DP с диапазоном измерений 0–50 кПа был подключён к измерительной установке по аналогичной схеме (рис. 1). Для передачи данных используется интерфейс RS485, обеспечивающий устойчивую связь на больших расстояниях. Данные с датчика поступают на промышленный модем M32, который осуществляет передачу информации на сервер по каналу GSM в рамках системы оперативного мониторинга [5,6]. Модем M32 представлен на рисунке 3.



Рисунок 3. Модем M32 для передачи данных по каналу GSM

Ввиду высоких вычислительных затрат применяемых алгоритмов фильтрации, первичная обработка сигнала происходит на стороне сервера, что позволяет не перегружать микроконтроллер измерительного модуля [7]. Для визуального контроля в реальном времени в схему дополнительно включён дисплей, отображающий текущие показания давления. На рисунке 4 представлен внешний вид экспериментальной установки, включающей датчик давления MPX5050DP, преобразователь интерфейса RS485, дисплей для визуального контроля и модуль кнопок для управления системой.

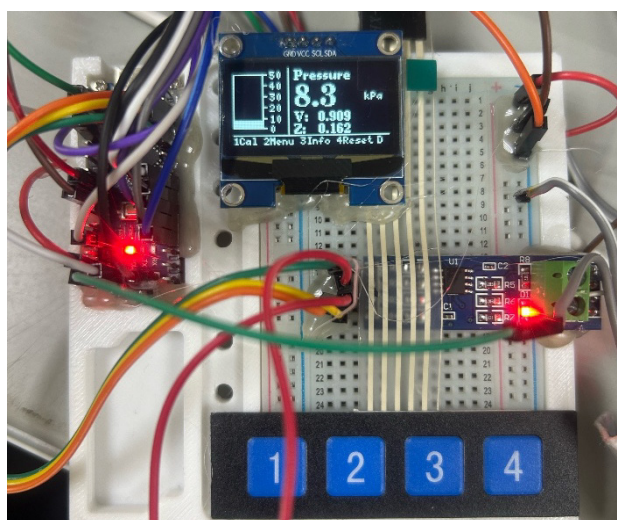


Рисунок 4. Внешний вид экспериментальной установки

В ходе лабораторных исследований установлена линейная зависимость между измеряемым давлением и уровнем водяного столба. Конкретные соответствия значений в рабочем диапазоне приведены в таблице 3.

Таблица 3

Зависимость уровня воды от измеряемого давления

Давление, кПа	Уровень воды, мм вод. ст.
3,5	500
4,2	600
5,0	700
5,8	800
6,3	900
8,7	1000

В ходе тестирования при фиксированном уровне воды 1000 мм со снятием показаний каждую минуту зафиксирована стабильность измерений: при неизменном уровне воды показания датчика удерживаются на уровне 8,3 кПа. График измерений датчика показан на рисунке 5. При непрерывной регистрации зафиксированы колебания показаний относительно среднего значения с амплитудой $\pm 0,1$ – $0,2$ кПа. В пересчёте на уровень воды данная погрешность составляет приблизительно $\pm 1,2$ – $2,4$ см, что является критичным для задач мониторинга озера Байкал с требуемой точностью ± 1 см.

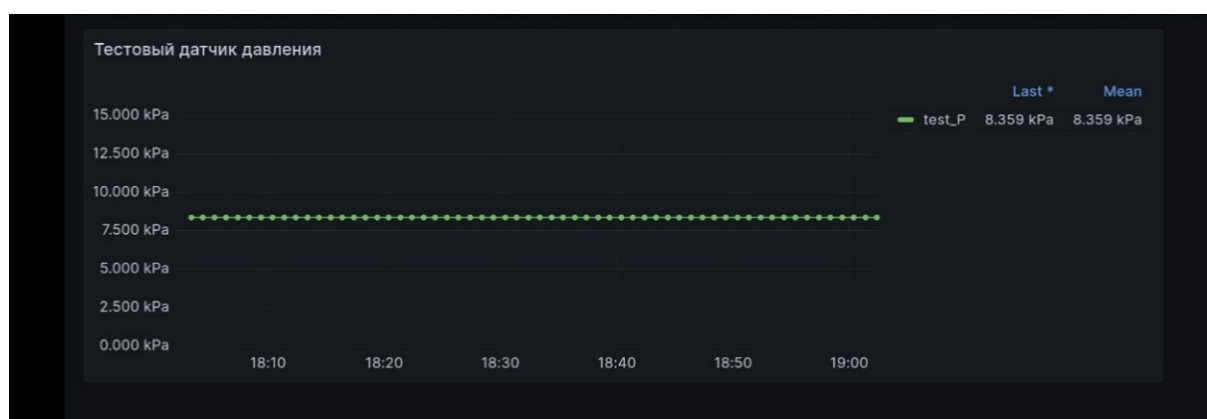


Рисунок 5. Результаты тестирования датчика давления MPX5050DP

По результатам двух этапов экспериментальных исследований установлено, что выбор датчика с расширенным диапазоном измерений является необходимым условием для мониторинга уровня воды в озере Байкал. Однако увеличение диапазона сопровождается снижением чувствительности и ростом погрешности измерений.

Переход на датчик с большим диапазоном привёл к снижению точности измерений. Датчик MPXV5004DP имел высокую точность ($\pm 1,5$ %), но малый диапазон. Датчик MPX5050DP обеспечивает необходимый диапазон, но имеет меньшую точность ($\pm 2,5$ %).

Для компенсации данного эффекта и достижения требуемой точности ± 1 см планируется применение методов цифровой фильтрации сигнала. Программная обработка позволит снизить влияние случайных помех и высокочастотных шумов, уменьшить дисперсию показаний при неизменном уровне воды, повысить стабильность измерений при долгосрочной эксплуатации.

В следующем разделе представлены результаты исследования эффективности различных алгоритмов цифровой фильтрации для обработки сигналов датчика давления.

Программная фильтрация

Цифровая фильтрация необходима для подавления высокочастотных шумов и случайных колебаний, возникающих при работе датчика. Поскольку целевая точность мониторинга составляет ± 1 см, а исходный сигнал содержит отклонения до $\pm 0,2$ кПа ($\pm 1,2$ – $2,4$ см), программная обработка является обязательным этапом для стабилизации показаний и устранения случайных выбросов.

На предварительном этапе с датчиком MPXV5004DP была выполнена базовая проверка работоспособности алгоритмов фильтрации. При переходе на MPX5050DP амплитуда шумов возросла, что требует повторной верификации методов в новых условиях измерений. Для обработки сигнала рассматриваются три алгоритма:

1. Медианный фильтр: Эффективно подавляет импульсные помехи и кратковременные выбросы, сохраняя резкие изменения полезного сигнала. Применяется для очистки от случайных сбоев связи или электромагнитных наводок;
2. Фильтр скользящего среднего: Усредняет несколько последних отсчётов, сглаживая высокочастотный шум. Используется для стабилизации показаний при плавных изменениях уровня воды. Основной недостаток – внесение временной задержки, зависящей от размера окна усреднения;
3. Фильтр Калмана: Рекурсивный алгоритм оптимальной оценки состояния динамической системы. Одновременно учитывает зашумлённые измерения и математическую модель изменения сигнала, позволяя минимизировать дисперсию ошибки без существенной задержки. Наиболее эффективен при наличии предварительных данных о характеристиках шума и динамике процесса.

В дальнейшем, после завершения стендовых испытаний, планируется сравнительная оценка эффективности указанных алгоритмов применительно к датчику MPX5050DP для выбора оптимального решения под задачи долгосрочного мониторинга.

Заключение

В работе выполнен сравнительный анализ датчиков давления MPXV5004DP и MPX5050DP. Установлено, что первый датчик не обеспечивает необходимого диапазона для мониторинга озера Байкал, тогда как MPX5050DP полностью перекрывает требуемые перепады уровня. Однако расширение рабочего диапазона сопровождается ростом погрешности, превышающей целевое значение ± 1 см.

Для компенсации данного эффекта обоснована необходимость применения алгоритмов цифровой фильтрации. Результаты подтверждают целесообразность сочетания датчика с расширенным диапазоном и последующей программной обработки сигнала.

Дальнейшие исследования будут направлены на экспериментальную проверку фильтров и натурные испытания прототипа в реальных условиях акватории.

Список литературы

1. Бычков И.В., Никитин В.М. Проект «Влияние изменения уровня воды в озере Байкал на состояние экосистемы озера, определение ущерба объектам экономики и инфраструктуры прибрежной территории Республики Бурятия, Иркутской области в зависимости от уровней озера и сбросов Иркутской ГЭС» // *Фундаментальные исследования в Восточной Сибири: К 75-летию академической науки в Восточной Сибири*. – Иркутск, 2023. – С. 562–571.
2. Никитин В.М., Абасов Н.В., Осипчук Е.Н. Уровенный режим озера Байкал // *География и природные ресурсы*. – 2019. – № 4. – С. 74–83.
3. Абасов Н.В., Болгов М.В., Никитин В.М., Осипчук Е.Н. О регулировании уровня озера Байкал // *Водные ресурсы*. – 2017. – № 5. – С. 407–416.
4. Пат. 2812614 Рос. Федерация, МПК G01F 23/14. Способ измерения среднего уровня воды в открытых водоемах и устройство для его осуществления / Николаев А.А., Белоусов Р.А., Пинкин А.А., Федчишин В.В., Фискин Е.М., Фискина М.М. ; заявл. 01.12.2022 ; опубл. 30.01.2024, Бюл. № 3. – 12 с.
5. Николаев А.А. Разработка инновационного метода определения уровня воды открытых водоемов с возможностью радиоканальной передачи телеметрических данных // *Материалы Всероссийской научно-практической конференции с международным участием «Повышение эффективности производства и использования энергии в условиях Сибири»*. – Иркутск: Изд-во ИРНИТУ, 2022. – С. 333–338.
6. Фискин Е.М., Николаев А.А., Фискина М.М. Система оперативного мониторинга Байкальской акватории на основе технологии ИИС «КУМИР-РЕСУРС» // *Информационные и математические технологии в науке и управлении*. – 2022. – № 3(27). – С. 84–94. – DOI: 10.38028/ESI.2022.27.3.008.
7. Комплекс учета и мониторинга ООО «НТЦ КУМИР» [Электронный ресурс]. – 2025. – URL: <http://ntckumir.ru> (дата обращения: 09.05.2026).

Некоторые особенности организации радиоэлектронной борьбы в современных условиях

Кузьменков М.А.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия

kuzmenkov.2000@bk.ru

В работе рассматриваются некоторые особенности организации радиоэлектронной борьбы в современных условиях.

Введение

Сегодня радиоэлектронная борьба (РЭБ) представляет собой значимый компонент не только военной, но и гражданской деятельности. В числе её приоритетных задач - контроль электромагнитного спектра, срыв работы радиоэлектронных систем противника и защита собственных ресурсов от аналогичных воздействий. На эволюцию РЭБ существенно влияют три фактора: технологический прогресс, изменение природы вооружённых конфликтов и усиление роли информационных систем в управлении военными силами и инфраструктурными комплексами [2].

Объектами воздействия в рамках РЭБ выступают элементы систем управления, связи, разведки и навигации. Нарушение их функционирования существенно снижает эффективность применения вооружений противником [2].

В современных условиях отмечается устойчивый рост стратегической значимости радиоэлектронной борьбы (РЭБ), что напрямую связано с интенсификацией внедрения электронных компонентов в современные системы вооружения и управления. Беспилотные летательные аппараты, комплексы высокоточного оружия и коммуникационные системы всё чаще выступают ключевыми объектами радиоэлектронного воздействия, требующими целенаправленного подавления. Параллельно технологический прогресс в сфере связи и навигации, в том числе широкое распространение глобальных спутниковых систем позиционирования (GPS, ГЛОНАСС и аналогичных), обуславливает необходимость разработки эффективных средств их нейтрализации методами РЭБ. Дополнительным драйвером развития радиоэлектронной борьбы выступает появление новых оперативно-тактических угроз - в частности, масштабное применение в современных вооружённых конфликтах разнообразных БПЛА, включая FPV-дроны и дроны-камикадзе. Это стимулирует ускоренное совершенствование специализированных систем радиоэлектронного противодействия, способных эффективно противодействовать указанным угрозам. [1].

Подавление радиосигналов достигается за счёт формирования помех, в том числе белого шума, энергетический уровень которого превышает уровень полезного сигнала. Это приводит к блокировке приёма целевого сигнала. В рамках радиоэлектронного подавления используются следующие методы:

- Постоянное (constant jamming): устройство непрерывно излучает шум в целевом диапазоне частот. Этот метод прост, но требует значительной мощности и может быть легко обнаружен.
- Реактивное (reactive jamming): глушилка активируется только при обнаружении целевого сигнала, что позволяет экономить энергию и усложняет её обнаружение.
- Обманное (deceptive jamming): передача ложных сигналов, которые вводят приёмник в заблуждение. Например, в GPS это может быть подмена координат [3].

Цель исследования заключается в практическом изучении принципов работы и возможностей средств подавления сигналов с учётом современных технологических реалий.

Материалы и методы

Для достижения цели исследования применялись два устройства: «Терминатор-200» (диапазон 130–2600 МГц) и МАИС-М2. В качестве источников сигнала выступали базовые станции стандартов GSM (900/1800 МГц), UMTS (2110–2170 МГц) и 4G (750–900 МГц, 2050–2200 МГц). Испытания проводились в помещении площадью 23 м² с плотной застройкой, а измерения выполнялись с помощью спектроанализатора, измерителей уровня сигнала и набора направленных и всенаправленных антенн.

Методы включали двухэтапное измерение спектра сигнала - сначала без подавления (фиксация уровней базовых станций), затем с включённым подавителем, а также расчёт ключевых показателей по формулам частоты Допплера, уравнения Фрииса и отношения сигнал/шум (SNR) [4].

Эффективность подавления оценивалась по снижению уровня полезного сигнала ниже порога обнаружения и превышению мощности помехи над мощностью сигнала базовой станции.

В первом случае при облучении цели немодулированными колебаниями частота отраженного сигнала будет отличаться от частоты прямого сигнала на величину частоты Допплера, которая, как известно, приближенно равна:

$$F_d = f_1 * \frac{2_{ur}}{c},$$

где:

f_1 - частота прямого сигнала,

$2u_r$ - радиальная составляющая скорости цели,
 c - скорость распространения радиоволн.

Поскольку эффект Доплера возникает только в том случае, когда взаимное расположение радиолокатора и цели изменяется, то рассматриваемый метод радиообнаружения позволяет выполнить селекцию движущихся целей. Если в «поле зрения» радиолокатора будет несколько движущихся целей с различными значениями u_r , то из выходного сигнала приемника можно выделить при помощи соответствующего анализатора спектра доплеровские частоты, соответствующие обнаруживаемым целям. Это означает, что рассматриваемый метод обнаружения обладает разрешающей способностью по скорости.

Во втором случае, т. е. при облучении цели фазо- или частотно-модулированными колебаниями, в результате сложения прямого и отраженного сигналов возникают биения, частота которых зависит не только от радиальной составляющей скорости цели, но и от расстояния до цели. Поэтому такой метод обнаружения обладает разрешающей способностью по дальности и по скорости цели.

При импульсном методе обнаружения цель облучается не непрерывно, а короткими импульсами, длительность которых обычно значительно меньше длительности паузы между импульсами. В этом случае возможно обнаружение всех отраженных импульсов, которые поступают на вход приемника в течение пауз между зондирующими импульсами. Этот метод обнаружения также обладает разрешающей способностью по дальности и скорости цели.

Подавление радиосигналов

Для понимания работы постановщика радиоэлектронных помех необходимо разобраться в основах радиосвязи.

Радиосигналы передаются путём модуляции несущей частоты, которая может быть аналоговой (например, АМ, FM) или цифровой (QAM, PSK). Частотные диапазоны зависят от технологии: GSM работает в диапазонах 900/1800 МГц (2G), 2100 МГц (3G) и 2600 МГц (4G/5G); Wi-Fi использует 2.4 ГГц и 5 ГГц; GPS функционирует на частотах 1575.42 МГц (L1) и 1227.60 МГц (L2) [5].

Для каждого случая рассчитывались амплитуда главного лепестка. Эффективность подавления зависит от мощности глушителя, расстояния до целевого устройства и уровня полезного сигнала. Формула для расчёта мощности сигнала на приёмнике (по уравнению Фрииса) [3] выглядит так:

$$P_{\text{приём}} = P_{\text{пер}} * G_{\text{пер}} * G_{\text{приём}} * \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$$

где $P_{\text{приём}}$ – мощность передатчика

$G_{\text{пер}}$ и $G_{\text{приём}}$ – коэффициенты усиления антенн

λ – длина волны

R – расстояние.

Следуя из формулы если устройство подавления создаёт шум, превышающий мощность сигнала на приёмнике, связь становится невозможной.

Подавление GSM – сигналов.

Стандарт сотовой связи GSM (Global System for Mobile Communications) используется для передачи голоса и данных; его рабочие частоты варьируются в зависимости от региона и поколения сети [5].

Подавить GSM сигналы можно двумя способами:

- широкополосным - за счёт шума, перекрывающего весь диапазон (эффективно, но энергозатратно);
- узкополосным - воздействуя на отдельные каналы (экономит энергию, но требует точной настройки).

Основной трудностью подавления становится высокая мощность базовых станций, достигающая десятки ватт: чем ближе абонент к станции, тем сильнее полезный сигнал, и тем мощнее должны быть помехи для его подавления. Для оценки эффективности можно использовать формулу отношения сигнал/шум [4]:

$$SNR_{gsm} = \frac{P_{\text{б.ст}}}{P_{\text{терминатора}} + P_{\text{шум}}}$$

где $P_{\text{б.ст}}$ – мощность сигнала базовой станции

$P_{\text{терминатора}}$ – мощность помех

$P_{\text{шум}}$ – фоновый шум

Для успешного подавления сигнала мощность электромагнитного поля базовой станции должна быть меньше магнитного поля, создающего радиопомехи, в нашем случае - должна значительно превышать её мощность.

Практическое применение устройств подавления в современных условиях

Более подробно рассмотрим устройства подавления сигналов «Терминатор 200» и МАИС – М2. «Терминатор 200» - мультимастотный подавитель, представляет собой устройство для подавления стандартов беспроводной связи. Отличается способностью блокировать весь спектр частот в диапазоне от 130 до 2600 МГц, полностью препятствуя передаче цифровых данных через беспроводные каналы. Особенностью прибора является возможность индивидуальной настройки мощности подавления

для каждого частотного канала, что позволяет адаптировать его работу под конкретные задачи и размеры защищаемого объекта.

В ходе эксперимента с применением подавителя «Терминатор-200» осуществлён мониторинг спектра сигнала в пределах заданных частотных диапазонов, зафиксированных в технических характеристиках устройства.

Ниже представлены спектрограммы сигнала в диапазонах 750–900 МГц и 2050–2200 МГц: как без воздействия помех, так и при активации подавителя (рисунки 1–4). На спектре в диапазоне 750–900 МГц (рис. 1) зафиксированы две преобладающие частоты базовых станций операторов с уровнями 67 дБ и 54 дБ.

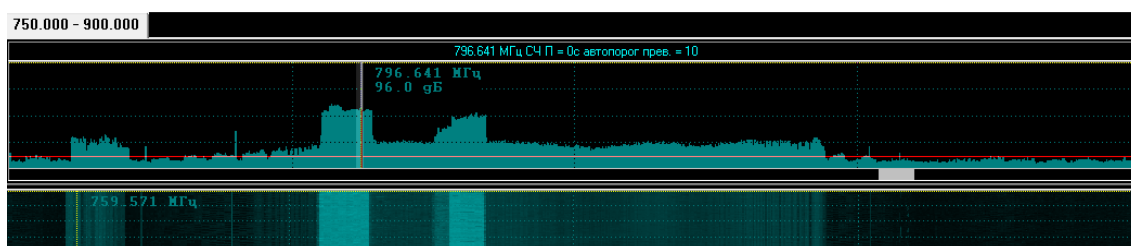


Рисунок 1. Спектр сигнала в диапазоне 750 – 900 МГц без подавления

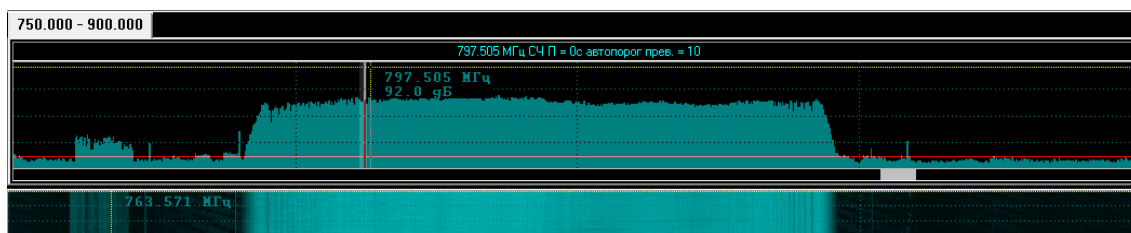


Рисунок 2. Спектр сигнала в диапазоне 750 – 900 МГц с подавлением

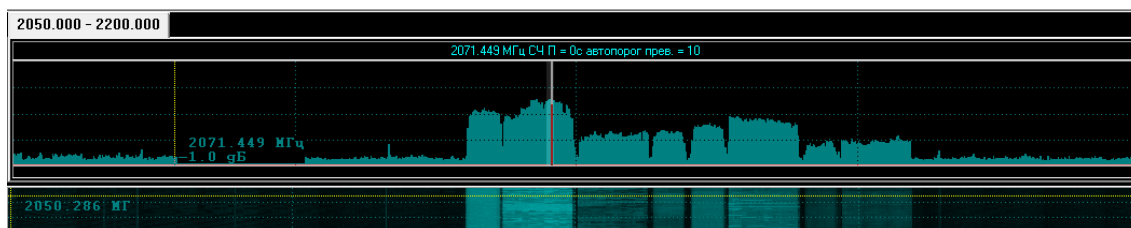


Рисунок 3. Спектр сигнала в диапазоне 2050 – 2200 МГц без подавления

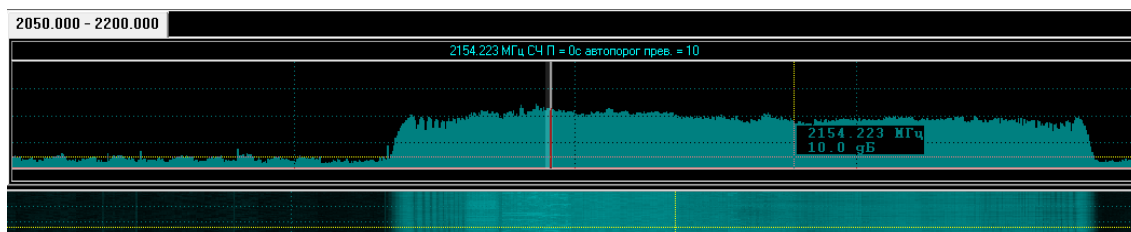


Рисунок 4. Спектр сигнала в диапазоне 2050 – 2200 МГц с подавлением

При включении белого шума на спектре сигнала в диапазоне 750- 900 и 2050 – 2200 МГц мы видим, что устройство на данной частоте создает радиопомехи вблизи него блокируя устройства на заданном диапазоне.

МАИС-М2 - маскиратор электромагнитных излучений, предназначенный для защиты информации от утечки за счёт побочных электромагнитных излучений и наводок на цепи электропитания, заземления и коммуникаций. Может использоваться для защиты сведений, составляющих государственную тайну, служебной информации ограниченного распространения, конфиденциальной информации, персональных данных. Принцип работы основан на формировании и излучении в окружающее пространство электромагнитного поля шума в диапазоне частот от 0,01 до 3000 МГц и наведении шумового маскирующего сигнала в линию электропитания в диапазоне частот от 0,01 МГц до 400 МГц.

Arinst SSA-TG LC R3 – панорамный анализатор спектра со встроенным трекинг-генератором, предназначенный для отображения сигналов, измерения АЧХ пассивных и активных устройств в диапазоне частот от 24 МГц до 12000 МГц. Приёмная часть прибора позволяет определить амплитуду, ширину и частоту радиосигнала. Устройство отображает спектры цифровых сигналов связи стандартов Wi-Fi, 2G, 3G, 4G, LTE, GPRS

На рисунке 5 – в заданном диапазоне частот (24 – 2000 МГц) мы наблюдаем спектр сигнала: желтым цветом обозначен сигнал без подавления, красным цветом сигнал с подавлением. На спектре мы наблюдаем что МАИС – М2 эффективно работает в диапазоне от 24-2000 МГц.

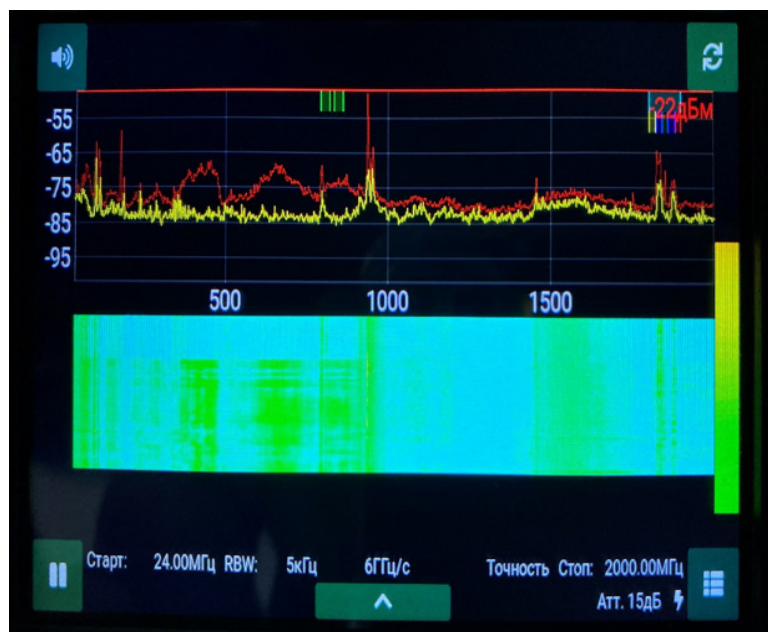


Рисунок 5. Спектр сигнала в диапазоне 24 – 2000 МГц

По итогу проведения эксперимента нами было установлено что МАИС - М2 менее эффективен в условиях плотной застройки так как не имеет технической возможности подавлять сигналы на определенной частоте в заданном частотном канале в отличие от «Терминатора – 200».

Заключение

Полученные результаты подтверждают актуальность развития средств РЭБ в контексте растущей роли электронных систем в вооружении и инфраструктуре. Подтверждена эффективность современных средств радиоэлектронного подавления («Терминатор-200» и МАИС-М2) в условиях плотной застройки. Экспериментально установлено, что оба подавителя обеспечивают блокирование сигналов стандартов GSM, UMTS и 4G, при этом «Терминатор-200» продемонстрировал гибкость за счёт индивидуальной настройки мощности подавления по каналам.

Количественная оценка с использованием уравнения Фрииса и показателя SNR подтвердила: для успешного подавления GSM-сигналов мощность помехи должна превышать мощность сигнала базовой станции с учётом фоновых шума. Спектральный анализ (на диапазонах 750–900 МГц и 2050–2200 МГц) зафиксировал снижение уровня полезного сигнала ниже порога обнаружения, например, с 67 дБ и 54 дБ до уровня помех.

Выявлено, что эффективность подавления зависит от внешних факторов: близость устройства к базовой требует пропорционального увеличения мощности помехи, а плотная застройка влияет на дальность и равномерность зоны подавления из-за отражения и затухания сигнала.

Результаты подчёркивают актуальность развития средств РЭБ в связи с ростом роли электронных систем в вооружении и инфраструктуре; дальнейшие исследования целесообразно направить на оптимизацию алгоритмов адаптивного подавления с учётом динамики параметров сигнала и среды распространения.

Список литературы

1. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / Под редакцией А.М. Рембовского. 2006. – 492с.;
2. Радиоэлектронная борьба в Вооруженных силах Российской Федерации / К. А. Малеваный, И. С. Чайкин, А. Д. Болгар. – Текст : непосредственный // Молодой ученый. – 2024. – № 37 (536). – С. 18-20. – URL: <https://moluch.ru/archive/536/117667>;
3. Основы радиотехники и связи : учебное пособие / П.П. Березовский. – Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2017. – 212 с.;
4. Теоретические основы радиотехники: Учеб. пособие для студ. спец. «Радиотехника», «Радиоинформатика» и «Радиотехнические системы» всех форм обуч./ А.Н. Надольский. – Мн.: БГУИР, 2005. – 232 с.;
5. Poisel, R. A. (2013). «Modern Communications Jamming Principles and Techniques.» Artech House. Подробное руководство по современным методам подавления радиосигналов, включая GSM, Wi-Fi и GPS. Особое внимание уделено адаптивным схемам <https://radioskot.ru/publ/mobilniki/jammer-glushilka-svyazi>

Разработка системы мониторинга микроклимата в промышленном помещении с передачей данных по цифровому радиоканалу (LoRa)

Кабдолданов А. Е.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия

amirkabdoldanov@mail.ru

В данном докладе рассматривается использование цифрового канала передачи данных Long Range (LoRa) для организации передачи данных устройства мониторинга микроклимата в помещении.

Введение

Современный мир характеризуется стремительным развитием технологий автоматизации и цифровизации, которые проникают во все сферы человеческой деятельности. Одним из ключевых направлений в этой области является создание систем мониторинга и управления состоянием окружающей среды.

В условиях растущих требований к безопасности, энергоэффективности и удобству эксплуатации объектов жилого, коммерческого и промышленного назначения актуальность приобретают применение устройств и систем, способных выполнять комплексный мониторинг различных параметров с возможностью удаленного оповещения. Для повышения качества реализации механизмов мониторинга разработчики все чаще применяют технологию «Интернета вещей».

Интернет вещей (Internet of Things, IoT) – это концепция взаимосвязи электронных устройств, обладающих возможностью собирать и передавать данные через интернет. IoT позволяет автоматизировать процессы и тем самым повышает эффективность принятия решений благодаря сбору информации в режиме реального времени. Как сама технология IoT, так и области её применения значительно расширились в последние годы и находят применение в самых разных сферах: от «умных домов» до управления «умными городами» и системами массового транспорта [1].

В настоящее время существует множество технологий, обеспечивающих связь для IoT-систем. Выбор той или иной технологии зависит от определённых критериев, таких как зона покрытия, скорость передачи данных и энергопотребление. Среди вариантов связи для IoT-систем особое место занимают энергоэффективные широкополосные сети дальнего радиуса действия (Low-Power Wide-Area Networks, LPWAN), которые характеризуются широким покрытием, низким энергопотреблением и высокой масштабируемостью.

В частности, технология LoRa/LoRaWAN демонстрирует высокую эффективность при развёртывании распределённых сенсорных сетей на территории промышленных предприятий, обеспечивая стабильный сбор

телеметрических данных в условиях сложной электромагнитной обстановки и экранирующих конструкций [2]. Разработка автономных узлов мониторинга на базе данной архитектуры позволяет реализовать непрерывный контроль критических параметров микроклимата, загазованности, вибрации и состояния оборудования, что способствует повышению отказоустойчивости производственных линий, оптимизации энергозатрат и своевременному предупреждению аварийных ситуаций. Таким образом, создание специализированных IoT-устройств для промышленного мониторинга на основе LPWAN-решений представляет собой актуальную научно-техническую задачу, направленную на цифровую трансформацию производственных процессов и внедрение предиктивных методов технического обслуживания [3].

Главная задача настоящей работы – описать разработку устройства, применяющего технологию LoRa для мониторинга климата на промышленных объектах.

Ожидается, что применение данной технологии для построения систем мониторинга на промышленных объектах, в том числе в центрах обработки данных и на узлах связи, повысит их автономность и обеспечивает оперативное реагирование обслуживающего персонала на внештатные ситуации.

Описание решаемой проблемы

Поддержание оптимальных параметров микроклимата на промышленных объектах является одним из ключевых факторов обеспечения стабильности технологических процессов, сохранности продукции, безопасности персонала и энергоэффективности предприятий. Температурно-влажностный режим, скорость движения воздуха и уровень атмосферного давления напрямую влияют на физико-химические свойства обрабатываемых материалов, точность измерительного и производственного оборудования, а также на физиологическое состояние работников. В современных условиях контроль микроклимата перестал быть вспомогательной задачей и превратился в обязательный элемент производственной инфраструктуры, регламентируемый национальными санитарными нормами, отраслевыми стандартами и международными требованиями к качеству.

При разработке систем контроля и мониторинга учитываются заданные параметры для каждой конкретной отрасли.

В таблице 1 приведены основные требования, предъявляемые к микроклимату помещений для различных отраслей промышленности.

Описанные требования к качеству микроклимата помещений нашли отражение в нормативно-правовых актах: стандарты, СанПин, методические указания.

Таблица 1

Влияние микроклимата на производственные процессы

Отрасль деятельности	Критические параметры	Последствия отклонений
Пищевая промышленность	Температура +2-+8 °С, влажность 60–75%	Усушка продукции (потеря 10-15% веса), сокращение срока годности
Фармацевтика	Стабильность $\pm 0,5$ °С, влажность $\pm 5\%$	Дегградация активных веществ, нарушение требований надлежащей производственной практики
Электронное производство	Низкая влажность (<40%), контроль статики	Коррозия контактов, брак продукции
Деревообработка	Влажность 45-60%	Деформация древесины, растрескивание
Текстильная промышленность	Влажность 55-65%	Обрыв нитей, снижение прочности тканей
Металлообработка	Контроль точки росы	Конденсат на поверхностях

Для реализации системы мониторинга разрабатывается устройство, обладающего следующими техническими характеристиками: мониторинг параметров среды и измеряет три ключевых показателя: температуру воздуха в диапазоне от 0 до +50 °С с точностью ± 2 °С, относительную влажность в пределах 20–90 % с погрешностью ± 5 %, а также атмосферное давление от 300 до 1100 гПа с точностью ± 1 гПа.

Описание технологии Long Range (LoRa)

Как было отмечено выше, технология LoRa обеспечивает передачу данных на большие расстояния и представляет собой технология физического уровня протокола LoRaWAN (сети LoRa). Данные сети работают в нелицензируемых диапазонах ISM (Industrial, Scientific, Medical), характеризующаяся низкой пропускной способностью и ограниченным количеством передаваемых сообщений [4]. В ней применяется модуляция с чирп-сигналом и расширением спектра (Chirp Spread Spectrum, CSS), обеспечивающая дальность связи и низкое энергопотребление.

При организации связи по технологии LoRa ряд параметров может настраиваться пользователем, в частности: коэффициент расширения (Spreading Factor, SF), скорость кодирования (Coding Rate, CR) и полоса пропускания (Bandwidth, BW). Значения каждого из этих параметров зависят от региона, в котором установлены устройства LoRa. В Европе

используются частотные диапазоны 868 МГц, в Северной Америке – 915 МГц, в Азии – 433 МГц [4].

При этом коэффициент расширения (SF) может варьироваться в пределах от 7 до 12. Чем выше его значение, тем выше отношение сигнал/шум (SNR), чувствительность приёмника, зона покрытия, длительность символа (T_s) и время передачи в эфире (Time on Air, ToA), то есть общее время передачи пакета данных.

Модуляция LoRa поддерживает передачу произвольных кадров с использованием двух типов форматов пакетов: явного (explicit) и неявного (implicit). Как правило, структура пакета состоит из четырёх элементов: преамбулы, заголовка (опционально), полезной нагрузки (data payload, ограниченной 255 байтами) и опциональной контрольной суммы (CRC) для проверки целостности данных [5]. Соответствующая структура представлена на рисунке 1.

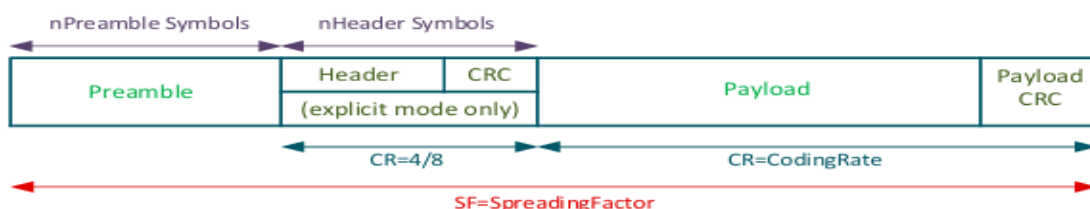


Рисунок 2. Формат пакетов LoRa

Типичная сеть LoRa работает с полосой пропускания 125 кГц, 250 кГц или 500 кГц [30]. Увеличение полосы пропускания позволяет достичь более высокой скорости передачи данных, но одновременно делает сигнал более восприимчивым к ошибкам [31]. В формуле (1) длительность символа (T_s) связана с полосой пропускания и коэффициентом расширения (SF).

$$T_s = \frac{2^{SF}}{BF}, \quad (1)$$

В технологии LoRa применяется код с прямой коррекцией ошибок. Коэффициент кодирования (CR) задаётся формулой (2).

$$CR = \frac{4}{4 + n}, \quad (2)$$

где $n \in \{1, 2, 3, 4\}$. Учитывая, что информационные биты передаются посимвольно, полезная битовая скорость R_b определяется формулой (3)

$$R_b = SF \times \left(\frac{BW}{2^{SF}} \right) \times \left(\frac{4}{4 + n} \right). \quad (3)$$

Исходя из полосы пропускания равной 125 кГц и коэффициента расширения равным 12 полезная битовая скорость составит 293 бит/с.

Проектирование масштабируемой системы мониторинга на базе коммуникаций LoRa должно включать в себя различные уровни и компоненты. На рисунке 2 представлен пример общей архитектуры сетевой системы LoRa, состоящая из конечных узлов, шлюза и IoT-сервера.

Узлы 1 и 2 осуществляют сбор информации, тогда как узел 3 предназначен для активации исполнительного устройства. Шлюз отвечает за приём и перенаправление данных о климатических параметрах, поступающих от конечных узлов, на IoT-сервер, где информация визуализируется через пользовательский интерфейс. Этот же интерфейс позволяет управлять активацией исполнительного устройства через узел 3.

Таким образом, для обеспечения возможности передачи данных на большие расстояния используется стандартный протокол LoRa.

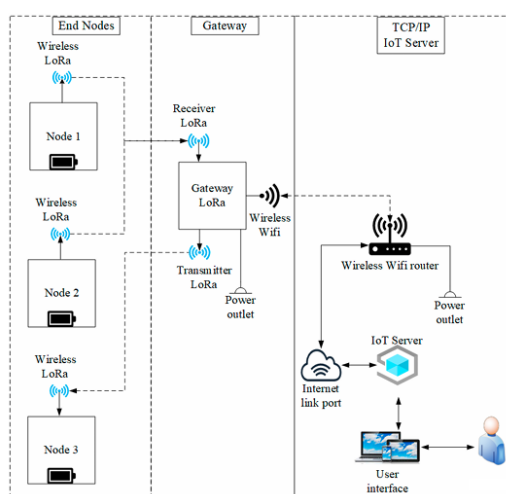


Рисунок 2. Пример архитектуры LoRa сети

Проектирование устройства мониторинга

Для проектирования устройства и выстраивания электрических связей, определяемых интерфейсами датчиков и приемопередатчика спроектирована блок-схема устройства. На рисунке 3 приведена блок-схема устройства.

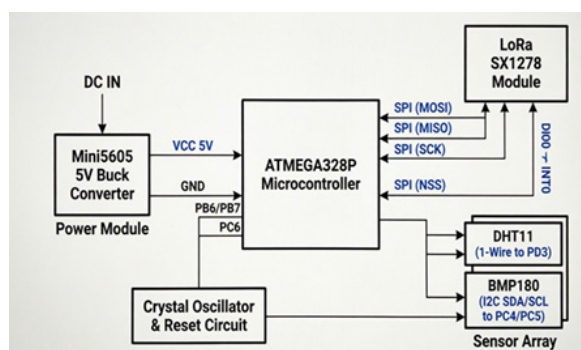


Рисунок 3. Блок-схема устройства

В проектируемом устройстве в качестве приёмопередатчика применяется модуль Ra-01 со следующими характеристиками:

1. Напряжение питания: 2.7–3.6 В (рекомендуемое: 3,3 В).
2. Потребляемый ток (при 3.3 В, 433 МГц):
 - в режиме передачи (TX, +18 дБм): ~93–120 мА
 - в режиме приёма (RX): ~10.8–12.15 мА
 - в режиме ожидания (Standby): ~1.6 мА
 - в режиме глубокого сна (Sleep): < 0.2 мкА

Данный модуль для обмена данными применяет интерфейс SPI. На рисунке 4 приведен внешний вид модуля.

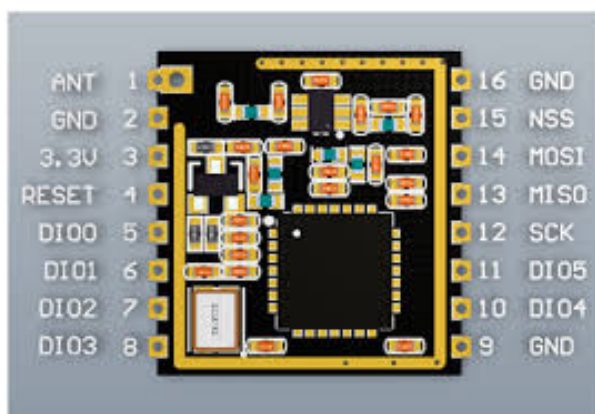


Рисунок 4. Внешний вид модуля

В качестве центрального элемента устройства применяется 8-битный микроконтроллер семейства AVR. Микроконтроллер содержит 32 КБ Flash-памяти для кода, 2 КБ SRAM и 1 КБ EEPROM. Оснащён 23 программируемыми выводами, встроенным 10-битным АЦП, таймерами/счётчиками и аппаратными интерфейсами UART, SPI и I²C.

Для измерения температуры и влажности в проектируемом устройстве используется цифровой комбинированный датчик температуры и относительной влажности. Диапазон измерений: температура 0...50 °С (точность ±2 °С), влажность 20...90 % (точность ±5 %). Передаёт данные по однопроводному цифровому протоколу, требует опроса не чаще 1 раза в секунду.

Измерение давления осуществляется с использованием готового модуля на базе цифрового барометрического датчика BMP180. Предназначен для измерения атмосферного давления (300–1100 гПа) и температуры (–40...+85 °С). Подключается по шине I²C, отличается высокой стабильностью, низким энергопотреблением и встроенной температурной компенсацией. Позволяет с высокой точностью вычислять высоту над уровнем моря.

Проектирование устройства осуществлялось в открытой среде EasyEDA.

На рисунке 5 приведена схема электрическая принципиальная преобразование входного напряжения отвечает понижающий стабилизатор (U1), который принимает питание от разъема DC1 и формирует стабильные 3,3В для всей схемы. Центральным элементом устройства является микроконтроллер (DD1), управляющий всеми периферийными модулями, обрабатывает данные с датчиков и формирует пакеты для передачи. За стабильную работу тактовой частоты DD1 отвечают кварцевый резонатор ZQ1 и конденсаторы C2, C3, а цепь сброса (кнопка SW1, резистор R1, конденсатор C1) обеспечивает корректную инициализацию устройства при включении. За беспроводную передачу данных на большие расстояния отвечает модуль RA-01 на базе чипа SX1278 (U2). Он подключен к микроконтроллеру по интерфейсу SPI. За сбор данных отвечают два сенсора: цифровой датчик температуры и влажности DHT11 (U3) и барометрический датчик BMP180 (U4).

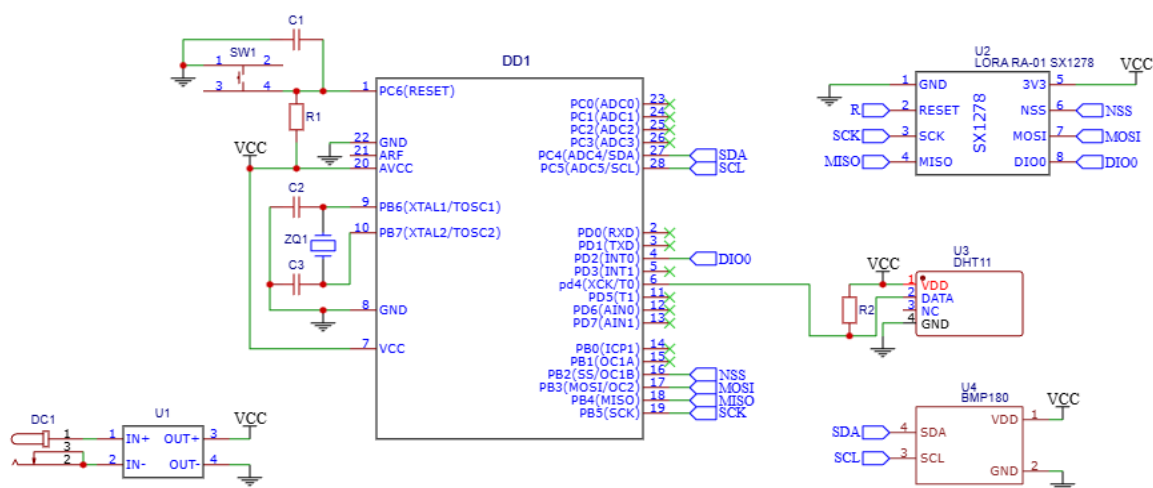


Рисунок 5. Схема электрическая принципиальная

На рисунке 6 приведён чертёж печатной платы, полученный автотрассировщиком печатных плат. Размер платы составляет 90×60 мм.

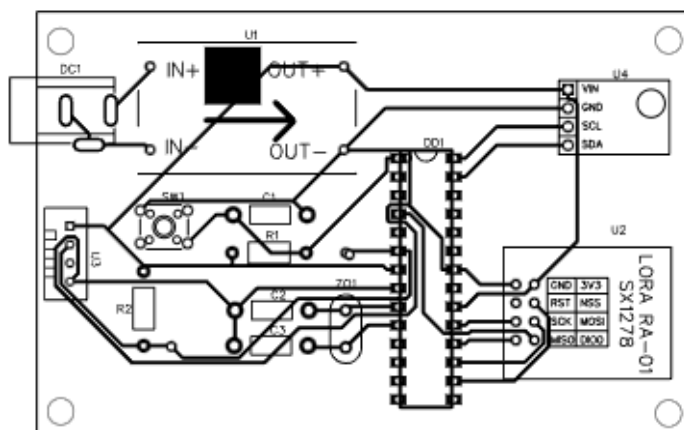


Рисунок 6. Чертёж печатной платы

Заключение

В настоящей работе рассмотрено применение технологии LoRa для построения распределённой системы мониторинга микроклимата на промышленных объектах. Разработано автономное IoT-устройство на базе микроконтроллера ATmega328P, оснащённое датчиками DHT11 и BMP180 для измерения температуры, относительной влажности и атмосферного давления, а также радиомодулем Ra-01 (SX1278) для передачи данных по энергоэффективному протоколу с дальностью связи до нескольких километров.

Экспериментальная проверка прототипа подтвердила соответствие устройства заявленным техническим характеристикам и подтверждают перспективность применения решений на базе LoRa для задач промышленного мониторинга.

Эффект от внедрения разработанной системы наиболее заметен на объектах с распределённой инфраструктурой – в центрах обработки данных, на узлах связи, в складских комплексах и производственных цехах, где требуется непрерывный контроль параметров среды без прокладки кабельных линий. Система обеспечивает своевременное оповещение персонала о выходе параметров за допустимые пределы, что способствует предотвращению аварийных ситуаций, снижению энергозатрат и соблюдению требований нормативно-правовой базы.

Список литературы

1. Bonilla Vicky, Campoverde Brandon, Lee Sang Guen. *A Systematic Literature Review of LoRaWAN: Sensors and Applications* // *Sensors* (Basel, Switzerland). 2023. Vol. 23, no. 20. P. 8440. DOI: 10.3390/s23208440.
2. Ferre G., Goursaud C. *LoRaWAN Industrial Deployment: Challenges and Solutions* // *IEEE Internet of Things Journal*. 2021. Vol. 8, no. 12. P. 9876–9888. DOI: 10.1109/JIOT.2021.3065432.
3. Смирнов А. С., Козлов Д. В. *Разработка распределённой системы мониторинга параметров промышленной среды на базе LoRaWAN* // *Измерительная техника*. 2023. № 8. С. 45–51.
4. Zhang, X.; Zhang, M.; Meng, F.; Qiao, Y.; Xu, S.; Hour, S.H. *A Low-Power Wide-Area Network Information Monitoring System by Combining NB-IoT and LoRa*. *IEEE Internet Things J.* 2018, 6, 590–598.
5. Leonardi, L.; Battaglia, F.; Bello, L.L. *RT-LoRa: A Medium Access Strategy to Support Real-Time Flows Over LoRa-Based Networks for Industrial IoT Applications*. *IEEE Internet Things J.* 2019, 6, 10812–10823.

Разработка системы акустической пеленгации БПЛА

Назаркин А.В.¹, Ишин А.Б.²

1 – Федеральный центр науки и высоких технологий Специальное научно-производственное объединение «Элерон», Ангарск, Россия

2 – Иркутский национальный исследовательский технический университет, Иркутск, Россия

nazarkin666@gmail.com, ishin.artem@yandex.ru

В докладе рассматривается разработка компактного программно-аппаратного устройства пассивной акустической пеленгации беспилотных летательных аппаратов. Обоснованы выбор тетраэдрической микрофонной решётки, цифровых MEMS-микрофонов и микроконтроллера с аппаратной поддержкой цифровой обработки сигналов. Приведены расчётные параметры устройства, подтверждающие возможность определения азимута и угла места цели при низком энергопотреблении, что позволяет использовать устройство в автономных системах обнаружения.

Введение

Малые беспилотные летательные аппараты (БПЛА) в настоящее время являются одним из наиболее распространенных средств воздушной разведки, наблюдения. Наибольшую практическую опасность для охраняемых объектов представляют мультироторные аппараты: коммерческие квадрокоптеры, FPV-дроны и самодельные платформы на их базе. Такие аппараты имеют малые габариты, могут лететь на небольшой высоте и часто обнаруживаются только на малой дальности.

Для защиты объектов применяются радиолокационные станции, оптико-электронные средства и комплексы радиоэлектронной борьбы. Однако активные системы обладают высокой стоимостью, требуют значительного энергопотребления и могут демаскировать защищаемый объект. Кроме того, средства радиоэлектронной борьбы ограниченно эффективны против аппаратов, работающих автономно, в режиме радиомолчания или использующих проводной канал управления [1]. Поэтому пассивные методы обнаружения, не формирующие собственного излучения, представляют практический интерес.

Акустический метод основан на приеме шума, создаваемого винтомоторной группой БПЛА. Его достоинствами являются скрытность работы, простота размещения датчиков и возможность применения в составе распределенных систем раннего предупреждения [1,2]. Основной задачей является не только обнаружение факта пролета аппарата, но и определение направления на источник звука. Целью настоящей работы является разработка устройства пассивной акустической пеленгации БПЛА, обеспечивающего определение азимута и угла места цели.

Акустические признаки БПЛА

Акустическое излучение мультироторного БПЛА формируется главным образом аэродинамическим шумом винтов, гармониками электродвигателей и широкополосной составляющей, связанной с турбулентностью воздушного потока. Для типового FPV-дрона с двух- или трехлопастными винтами основная частота шума находится в диапазоне порядка 200–600 Гц, а наиболее информативная часть спектра обычно сосредоточена в области до 1,5–3 кГц [3,7].

На рисунке 1 приведен пример спектра акустического сигнала БПЛА. Видно, что сигнал содержит выраженную основную гармонику и несколько последующих составляющих, что позволяет применять полосовую фильтрацию и корреляционную обработку.

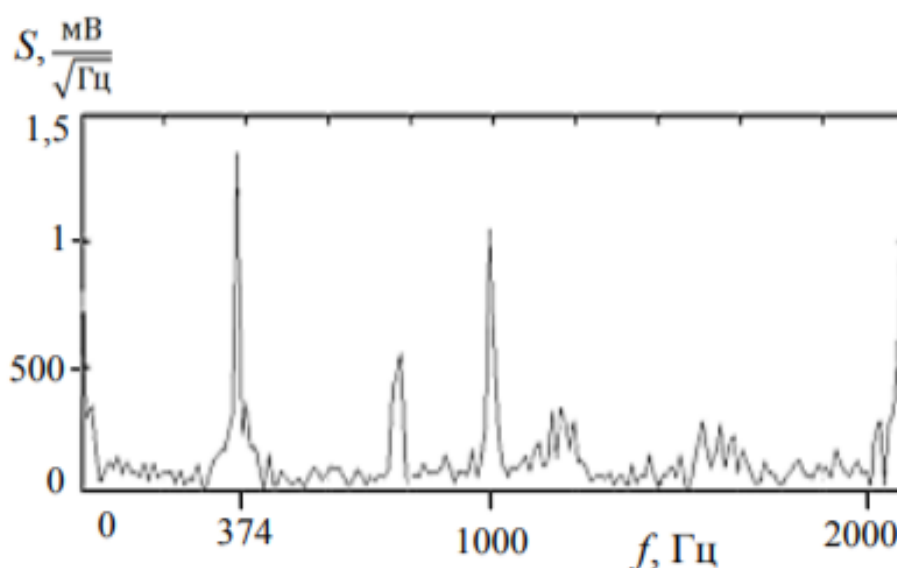


Рисунок 1. Спектр акустического сигнала БПЛА от 0 до 2кГц [7]

При распространении в воздухе уровень звукового давления уменьшается с расстоянием. Для приближенной оценки можно использовать модель сферического расхождения с учетом молекулярного поглощения:

$$L(r) = L_{1м} - 20 \cdot \lg(r) - \alpha \cdot r,$$

где $L_{1м}$ – уровень звукового давления на расстоянии 1 м;

r – расстояние до источника;

α – коэффициент поглощения звука в воздухе [4].

При увеличении дальности уровень сигнала быстро снижается, поэтому для устойчивой работы устройства необходимы малозумящие микрофоны, синхронный многоканальный прием и алгоритмы, устойчивые к низкому отношению сигнал/шум.

Расчетная по модели [4] зависимость уровня звукового давления от расстояния показана на рисунке 2. Полученная оценка подтверждает, что на дальностях порядка сотен метров сигнал БПЛА может быть сопоставим с фоновыми шумами местности, а значит, простого амплитудного анализа недостаточно.

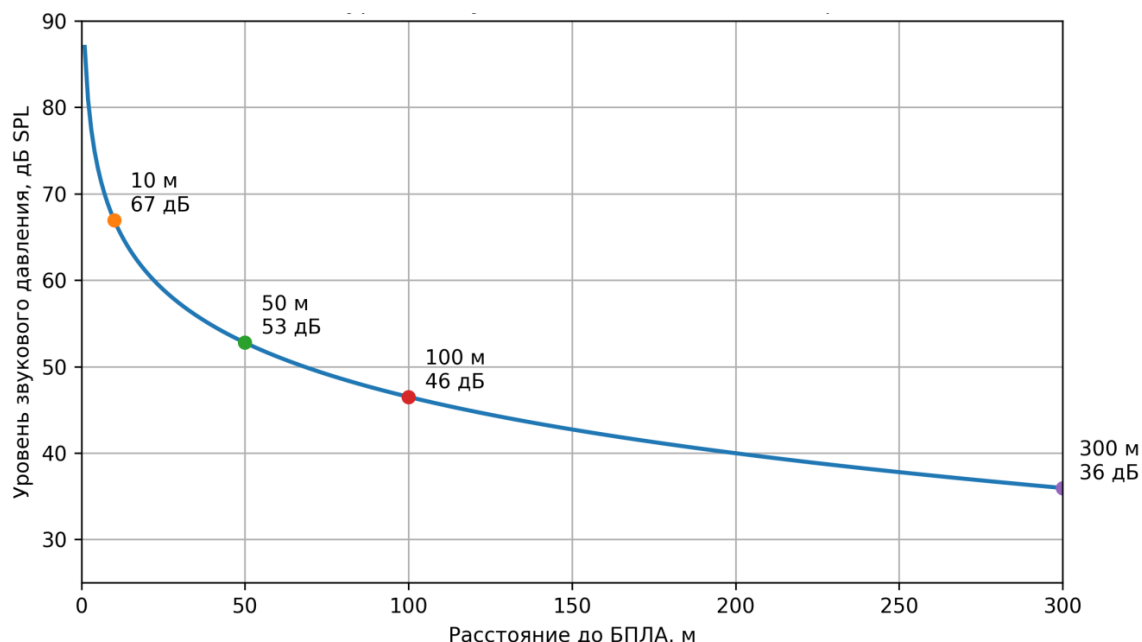


Рисунок 2. Зависимость уровня звукового давления БПЛА от расстояния

Таким образом, для разрабатываемого устройства целесообразно использовать не амплитудный, а временной метод пеленгации, основанный на измерении разности времени прихода одного и того же звукового сигнала на несколько микрофонов.

Выбор структуры устройства

Разрабатываемое устройство представляет собой компактный программно-аппаратный модуль, состоящий из микрофонной решетки, цифрового тракта приема, микроконтроллера обработки и блока питания. Общая структурная схема представлена на рисунке 3.

В качестве микроконтроллера выбран STM32F407VET6 (таблица 1). Данный микроконтроллер содержит ядро ARM Cortex-M4F, аппаратный блок операций с плавающей точкой, DSP-инструкции, контроллер DMA и два интерфейса I2S. Эти особенности позволяют выполнять быстрое преобразование Фурье, корреляционный анализ и расчёт направления в реальном времени без применения внешнего компьютера.

1. FPU (Cortex-M4F). Аппаратная поддержка операций с плавающей точкой (IEEE 754) критически важна для БПФ и корреляции. Ускоряет выполнение БПФ 1024 точки до ~0,5 мс, что в 3–4 раза быстрее программной эмуляции.

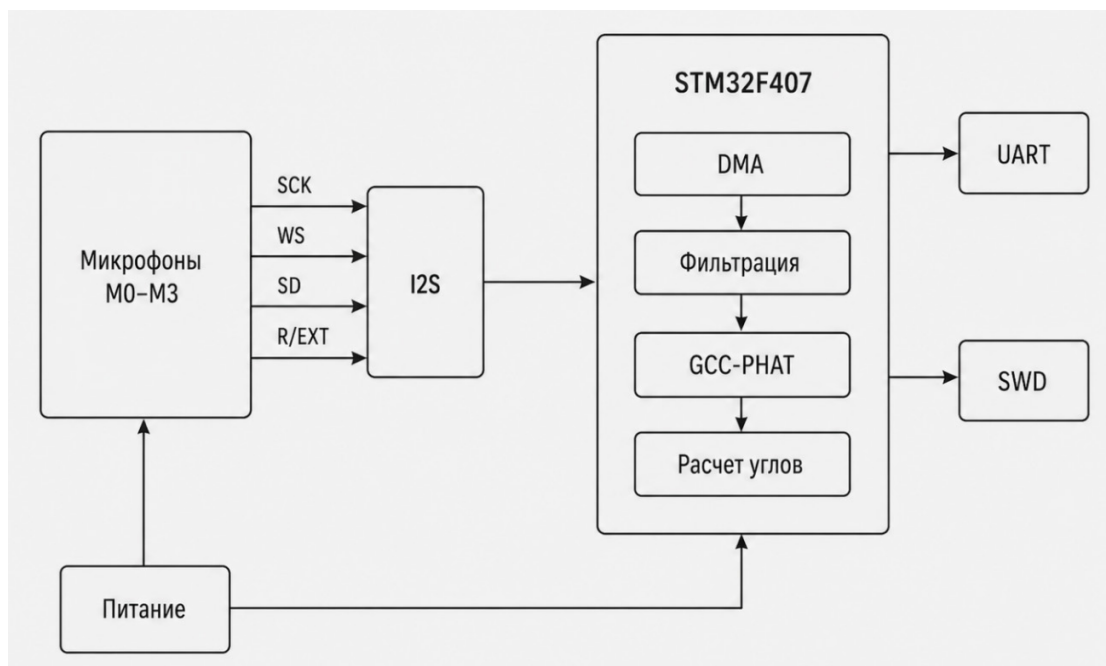


Рисунок 3. Структурная схема акустического пеленгатора БПЛА

2. DSP-инструкции. SIMD и инструкции ЦОС (умножение с накоплением, насыщающая арифметика) ускоряют фильтрацию и корреляцию. 3. Два независимых I2S. Подключение до четырех цифровых микрофонов без внешних мультиплексоров. Один I2S – Master (генерация SCK и WS), второй – Slave для строгой синхронизации.

4. Развитая DMA. 16 каналов, поддержка кольцевых буферов. Непрерывный многоканальный захват аудио без загрузки CPU.

5. Оперативная память (192 КБ SRAM). Хранение кольцевых буферов для 4 каналов (до 64 мс/канал, ~16 КБ) и служебных массивов для БПФ и корреляции без внешней памяти.

6. Низкое энергопотребление ~70 мА при 168 МГц и 3.3 В (~0.23 Вт) [5].

Таблица 1

Сравнение возможных микроконтроллеров

Параметр	STM32F407VET6	ESP32-S3	RP2040
Тактовая частота, МГц	168	240	133
Аппаратный FPU	Есть	Есть	Нет
DSP-инструкции	Есть	Ограниченно	Нет
Количество интерфейсов I2S	2	2	1
ОЗУ	192 КБ	512 КБ	264 КБ
Возможность обработки 4 каналов в реальном времени	Высокая	Средняя	Низкая
Энергопотребление	Среднее	Повышенное	Низкое

Первичным чувствительным элементом является решетка из четырех цифровых MEMS-микрофонов. Для исключения аналоговых цепей усиления и многоканального аналого-цифрового преобразователя применяются микрофоны с интерфейсом I2S. Такой подход уменьшает влияние электромагнитных помех, упрощает согласование каналов и повышает повторяемость параметров устройства.

Выбор микрофонов выполнен с учетом необходимости синхронной регистрации слабых акустических сигналов и минимизации разброса параметров между каналами. Для системы пеленгации важны не только чувствительность, но и отношение сигнал/шум, стабильность амплитудно-частотной характеристики и возможность цифрового подключения без внешнего многоканального АЦП. Поэтому рассматривались цифровые MEMS-микрофоны с интерфейсом I2S. Сравнение основных вариантов приведено в таблице 2.

Таблица 2

Сравнение цифровых MEMS-микрофонов для акустической решетки

Параметр	ICS-43434	INMP441	SPH0645
Интерфейс	I2S	I2S	I2S
Отношение сигнал/шум, дБА	65	61	65
Потребляемый ток, мА	0,49	1,4	0,8
Разброс чувствительности	±1 дБ	±3 дБ	±2 дБ
Рабочий диапазон, Гц	60–20000	60–15000	100–10000

По результатам сравнения выбран микрофон ICS-43434. Он имеет высокое отношение сигнал/шум, минимальный разброс чувствительности между экземплярами и наименьшее энергопотребление. Малый разброс чувствительности особенно важен для корреляционного метода GCC-RNAT: различие уровней между каналами ухудшает форму корреляционного пика и может приводить к ошибкам оценки задержек. Кроме того, цифровой интерфейс I2S позволяет подключить микрофоны непосредственно к микроконтроллеру и исключить аналоговые усилители, фильтры и внешний АЦП [6].

Микрофоны подключаются к двум интерфейсам I2S: по два микрофона на каждый интерфейс в левом и правом временных слотах. Один интерфейс формирует тактовые сигналы, второй синхронизируется от тех же линий. Это обеспечивает одновременность дискретизации всех четырех каналов. Для предотвращения потери отсчетов прием данных выполняется с использованием DMA и двойной буферизации: пока одна половина буфера заполняется, вторая обрабатывается микроконтроллером.

Для пространственной пеленгации источник звука должен определяться не только по азимуту, но и по углу места. Поэтому линейная или плоская решетка недостаточна: она либо не позволяет однозначно восстановить вертикальную составляющую направления, либо имеет

худшую устойчивость к симметричным ошибкам. В работе используется решетка из четырех микрофонов, расположенных в вершинах правильного тетраэдра. Это позволяет однозначно определять обе угловые координаты с одинаковой точностью.

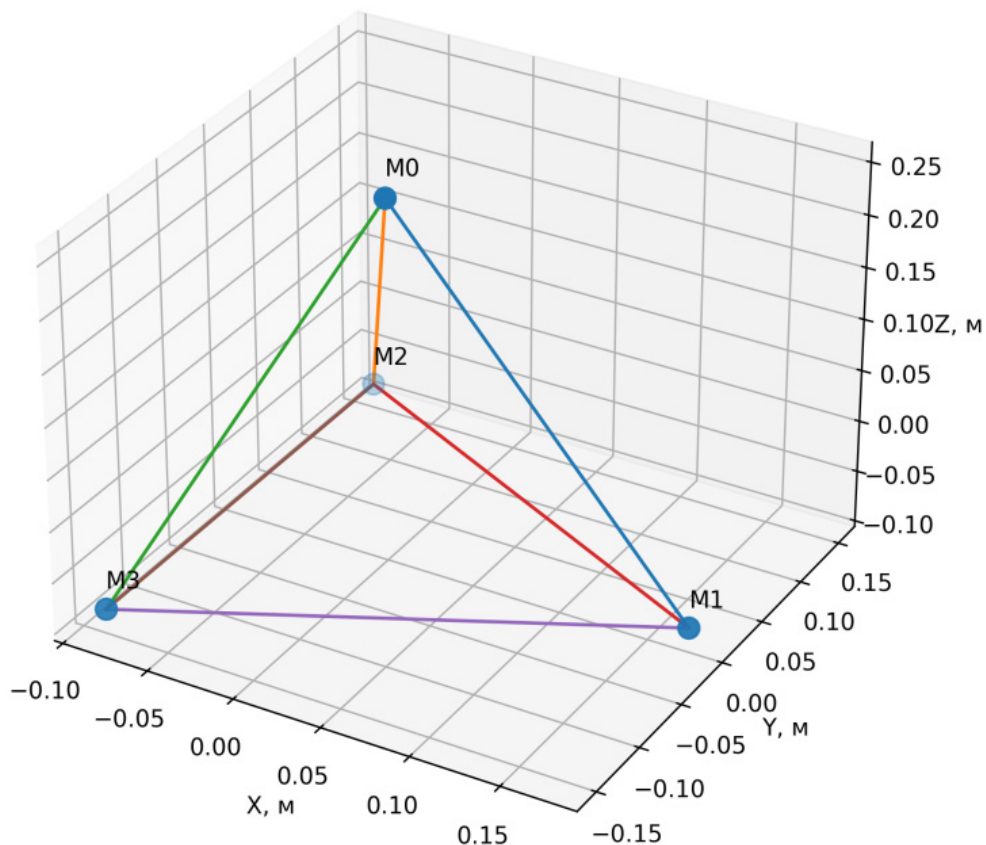


Рисунок 4. Геометрия тетраэдрической микрофонной решетки

Математическая модель тетраэдрической решётки

Правильный тетраэдр – это треугольная пирамида, все рёбра которой равны. Пусть d^* – длина ребра. Тогда координаты вершин тетраэдра в декартовой системе координат (центр масс в начале координат) задаются следующим образом:

вершина M_0 : $(0, 0, h^*)$;

вершина M_1 : $(a^*, 0, -h/3^*)$;

вершина M_2 : $(-a/2^*, a \cdot \sqrt{3}/2^*, -h/3^*)$;

вершина M_3 : $(-a/2^*, -a \cdot \sqrt{3}/2^*, -h/3^*)$,

где:

$a = d / \sqrt{3}^*$ – расстояние от центра основания до вершины основания;

$h = d \cdot \sqrt{(2/3)}^*$ – высота тетраэдра.

Оценка параметров разработанного устройства

Расчет основных параметров выполнен для выбранной геометрии решетки и режима дискретизации. При частоте дискретизации $F_s = 16$ кГц период одного отсчета равен

$$T = 1 / F_s = 1 / 16000 = 62,5 \text{ мкс.}$$

За один период дискретизации звук при скорости $c = 343$ м/с проходит расстояние $\Delta L = c \cdot T = 343 \cdot 62,5 \cdot 10^{-6} \approx 0,021$ м.

Следовательно, один отсчет соответствует изменению разности хода примерно на 2,1 см. Для базы микрофонной решетки $d = 0,3$ м максимальная задержка между двумя микрофонами составляет $\tau_{\max} = d / c = 0,3 / 343 \approx 875$ мкс.

В отсчетах это значение равно $N_{\max} = \tau_{\max} \cdot F_s = 875 \cdot 10^{-6} \cdot 16000 \approx 14$ отсчетов.

Такой диапазон задержек достаточно велик для уверенного поиска максимума корреляционной функции, но остается удобным для обработки на микроконтроллере. Предельная угловая ошибка, обусловленная дискретностью отсчетов, может быть оценена выражением $\Delta\varphi \approx \arcsin(c \cdot T / d) = \arcsin(0,021 / 0,3) \approx 4^\circ$.

Выбранные параметры решётки и частота дискретизации обеспечивают точность пеленгации в пределах $\pm 4^\circ$, что подтверждено оценочным расчётом.

При размере блока $N = 1024$ отсчета длительность анализируемого фрагмента составляет $\tau_{\text{бл}} = N / F_s = 1024 / 16000 = 64$ мс.

Даже при скорости БПЛА 20 м/с за время одного блока аппарат смещается на $S = V \cdot \tau_{\text{бл}} = 20 \cdot 0,064 = 1,28$ м, что не приводит к существенному изменению направления на дальности обнаружения. Следовательно, выбранный размер блока является компромиссом между устойчивостью корреляционной оценки и задержкой обновления результата.

Объем памяти для хранения одного блока данных четырех каналов при 16-битном представлении равен $M = 4 \cdot 1024 \cdot 2 = 8192$ байт.

При двойной буферизации требуется 16384 байт. Даже с учетом промежуточных массивов БПФ, корреляционных функций и коэффициентов фильтрации суммарная потребность в оперативной памяти остается значительно ниже доступного объема SRAM микроконтроллера STM32F407VET6. Оценочное время обработки одного блока составляет около 12 мс при длительности блока 64 мс, поэтому загрузка вычислительного ядра оценивается как $K = 12 / 64 \cdot 100 \% \approx 19 \%$.

Таким образом, остается запас производительности для фильтрации, усреднения результатов и последующего расширения функциональности, например классификации акустических сигнатур БПЛА.

Заключение

В работе рассмотрена разработка устройства пассивной акустической пеленгации БПЛА. Показано, что мультироторные аппараты обладают характерным акустическим излучением, основная энергия которого сосредоточена в диапазоне, доступном для регистрации цифровыми MEMS-микрофонами. Обосновано применение тетраэдрической решётки из четырёх микрофонов, позволяющей определять не только азимут, но и угол места источника звука.

Разработана структура устройства на базе микроконтроллера STM32F407VET6 и цифрового интерфейса I2S. Для обработки сигналов предложено использовать метод TDOA с оценкой задержек по алгоритму GCC-PHAT. Выполненные расчёты показали, что при длине ребра решётки 0,3 м, частоте дискретизации 16 кГц и блоке обработки 1024 отсчёта устройство может обеспечивать пеленгацию с точностью порядка $\pm 5^\circ$ при частоте обновления результатов до 15 Гц и низком энергопотреблении.

Таким образом, поставленная цель разработки устройства пассивной акустической пеленгации БПЛА достигнута. Полученные результаты подтверждают принципиальную реализуемость предложенных решений и позволяют рассматривать устройство как эффективное средство раннего предупреждения для систем охраны объектов критической инфраструктуры.

Список литературы

1. Карташов В.М., Корытцев И.В., Олейников В.Н. и др. Алгоритмы пеленгации беспилотных летательных аппаратов по их акустическому излучению // *Радиотехника*. – 2019. – Вып. 196. – С. 22–31.
2. Олейников В.Н., Зубков О.В., Карташов В.М. и др. Экспериментальная оценка эффективности алгоритмов пеленгования беспилотных летательных аппаратов по акустическому излучению // *Радиотехника*. – 2019. – Вып. 199. – С. 29–37.
3. Merino-Martinez R., et al. *Effect of Unmanned Aerial Vehicle Configurations on the Acoustic and Psychoacoustic Signatures*. – Delft University of Technology, 2024.
4. ISO 9613-1:1993. *Acoustics – Attenuation of sound during propagation outdoors – Part 1: Calculation of the absorption of sound by the atmosphere*. – Geneva: International Organization for Standardization, 1993.
5. STM32F405xx, STM32F407xx datasheet [Электронный ресурс] / STMicroelectronics – URL: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f407ve.pdf> (дата обращения: 13.04.2026).
6. ICS-43434 datasheet [Электронный ресурс] / TDK InvenSense. – URL: <https://invensense.tdk.com/download-pdf/ics-43434-datasheet/> (дата обращения: 13.04.2026).
7. Бомбизов А.А., Петров А.Б., Лоцилов А.Г. Исследование электромагнитного и акустического излучения беспилотных летательных аппаратов в области низких частот // *Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники*. – 2018. – Т. 21, № 1. – С. 57-61.

Анализ эффективности алгоритмов восстановления работоспособности бытовой электроники при нестабильности питающего напряжения

Штельмах Н.Н.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия
kotek684588@mail.ru

Исследование направлено на стабилизацию работы электронных модулей управления при отклонениях сетевого напряжения. Рассмотрев механизмы отказов в импульсных источниках и программной части микроконтроллерных систем, мы разработали алгоритм адаптивной защиты. Он базируется на принципе интеллектуальной паузы и синхронизации включения в моменты перехода через ноль. Такой метод теоретически позволит выиграть 20–40 мс в быстродействии по сравнению со стандартными решениями. Полученный алгоритм оптимален для использования во встроенных системах диагностики современной бытовой техники.

Введение

Сегодня классические трансформаторы в блоках питания – это уже история. Почти вся современная техника, от кондиционеров до медиа центров, работает на импульсных источниках под управлением микропроцессоров. Это эффективно, но такие умные системы крайне чувствительны к качеству сети. Хотя ГОСТы обещают стабильность, в реальности (особенно в старом жилом фонде или в частном секторе) мы постоянно видим глубокие просадки, скачки и импульсные помехи от мощных моторов.

Основной удар принимают на себя полупроводники и электролитические конденсаторы. Например, если напряжение падает ниже 180В, ШИМ-контроллер начинает выжимать из схемы максимум, чтобы удержать выходную мощность. В итоге силовые ключи перегреваются и просто вылетают. С другой стороны, резкие всплески выше 300В выжигают варисторы – защита срабатывает, но после этого прибор без ремонта уже не включится.

Обычные реле напряжения, которые просто отсекают питание, часто делают только хуже. Из-за дребезга контактов и постоянных циклов включения-выключения слетают прошивки микроконтроллеров и повреждаются файловые системы [3]. Именно поэтому сейчас критически важно внедрять адаптивные алгоритмы защиты. Они должны анализировать сеть в реальном времени и обеспечивать плавный старт нагрузки. Это единственный способ реально продлить жизнь современной электронике и избавить владельцев от лишних трат на сервис.

Анализ типовых неисправностей и деградационных процессов

Разработка по-настоящему эффективных алгоритмов восстановления немыслима без глубокого понимания того, как именно отказывают компоненты на физическом уровне [2]. В рамках данного исследования мы детально разобрали наиболее типичные сценарии выхода из строя современных электронных модулей управления. Все их можно разделить на три основные группы в зависимости от характера воздействия:

1. Тепловая деградация и нарушение границ области безопасной работы. При затяжных просадках сетевого напряжения импульсные источники питания вынуждены резко наращивать входной ток, чтобы удержать стабильное напряжение на внутренних шинах. Это вызывает экспоненциальный рост тепловыделения на обмотках трансформаторов и активном сопротивлении каналов полевых транзисторов. Практика показывает, что если ИИП работает при напряжении ниже 170В длительное время, ресурс фильтрующих электролитических конденсаторов падает в 2–3 раза. Причина – в критическом перегреве из-за возросших пульсаций тока, что ведет к потере емкости и лавинообразному росту эквивалентного последовательного сопротивления.

2. Программные сбои и нарушение целостности данных. Самый сложный случай для диагностики – это сбои от микросекундных просадок напряжения, длительность которых совпадает с периодом тактовой частоты микроконтроллера. В такие моменты встроенные детекторы питания часто обрабатывают некорректно. Это порождает целый букет проблем: произвольные скачки программного счетчика, ошибки при записи в энергонезависимую память (что фактически убивает калибровочные таблицы или файлы конфигурации), а также зависание периферийных интерфейсов, которое лечится только полным обесточиванием и аппаратным сбросом системы.

3. Переходные процессы в момент восстановления питания. Для современной электроники опасен даже не сам обрыв линии, а возвращение напряжения. В этот момент происходит мощнейший бросок пускового тока, пока заряжаются входные емкости. Если алгоритм устройства не умеет выдерживать интеллектуальную паузу или не обеспечивает мягкий старт, то повторяющиеся циклы включения (так называемый дребезг сети) быстро выводят из строя выпрямительные диоды и буквально разрушают защитные термисторы, которые не успевают остыть.

Проведенный анализ подтверждает: современная защита должна действовать комплексно. Она обязана предотвращать тепловой разгон при низком напряжении, жестко блокировать любые операции с памятью при нестабильном питании и всегда обеспечивать контролируемую паузу перед новым запуском системы.

Разработка алгоритма защиты и восстановления работоспособности

На базе проведенного анализа деградации компонентов мы спроектировали алгоритм для микроконтроллера с RISC-архитектурой [1]. Ключевая фишка нашего подхода – внедрение принципа мягкого возврата в сочетании с непрерывным мониторингом сети даже тогда, когда нагрузка полностью отсечена. Логически прошивка построена как классический конечный автомат, который проходит через четыре ключевых состояния: «Мониторинг», «Аварийная отсечка», «Анализ восстановления» и «Безопасный старт». Логическая последовательность и взаимосвязь этих режимов наглядно представлена на рисунке 1.

В режиме «Мониторинг» микроконтроллер задействует встроенный 10-разрядный АЦП. С частотой дискретизации от 1 кГц система непрерывно вычисляет среднеквадратичное значение напряжения. Чтобы алгоритм не «дергался» на случайные безобидные помехи, мы внедрили метод скользящего среднего, который эффективно фильтрует входной сигнал.

Переход в «Аварийную отсечку» происходит мгновенно, как только напряжение вылетает за безопасные рамки (ниже 175В или выше 255В). Силовое реле размыкается за 20–40 мс – этого времени достаточно, чтобы спасти ключи импульсного блока питания от пробоя.

Состояние «Анализ восстановления» – это то, чем наше решение отличается от стандартных «реле напряжения». Алгоритм не просто ждет окончания таймера, он следит за динамикой. Если в течение 10 секунд сеть продолжает дребезжать, таймер сбрасывается в ноль. Мы не подадим питание на нагрузку, пока переходные процессы в линии не утихнут окончательно, что критически важно для защиты компрессоров и входных цепей ИИП.

На этапе «Безопасный старт» замыкание контактов происходит строго в момент перехода синусоиды через «ноль». Это позволяет до минимума снизить пусковой ток, который обычно возникает при резком заряде входных емкостей.

Чтобы сам контроллер защиты не глюканул в агрессивной среде, мы добавим в прошивку несколько механизмов самоконтроля:

Сторожевой таймер: он мгновенно перезагрузит систему, если мощная наводка вызовет зависание кода.

Контроль питания: аппаратная блокировка МК, если напряжение на его собственных ножках упадет ниже нормы.

Программный гистерезис: запас в 5–7В на границах срабатывания избавляет от циклического хлопанья реле, когда напряжение в сети колеблется ровно на пороге отключения.

Предложенный алгоритм позволяет не только физически защитить компоненты от перенапряжения, но и минимизировать последствия переходных процессов за счет интеллектуального управления моментом включения. Программная реализация данных функций на доступной

элементной базе делает устройство экономически эффективным для массового внедрения в бытовую технику.

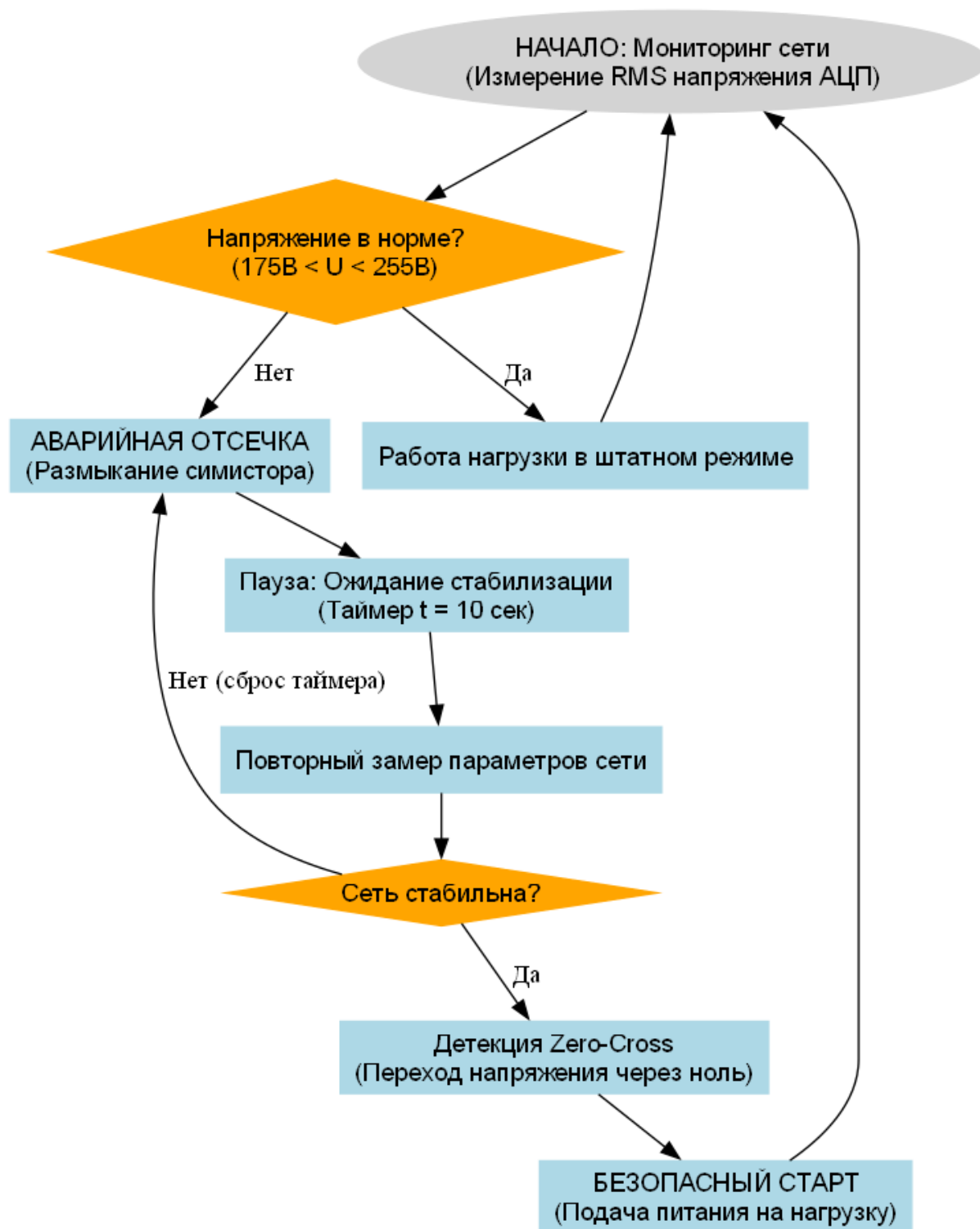


Рисунок 1. Алгоритм адаптивного восстановления работоспособности электронного модуля

Выбора аппаратных средств и концепция технической реализации

Сейчас проект находится на этапе перехода от теории к проектированию. Мы уже определили состав аппаратных модулей, которые необходимы для работы адаптивного алгоритма.

Для управления всей логикой и обработки сигналов в реальном времени выбраны 8-битные RISC-микроконтроллеры (семейство AVR) [1]. Этот выбор – не случайный, он продиктован наличием всей необходимой периферии на борту:

10-разрядный АЦП: его точности вполне хватает для качественного мониторинга сетевого напряжения.

Сторожевой таймер: критически важный узел, который гарантирует, что система не зависнет в случае сильной наводки.

Стойкость к внешним условиям: возможность работы в широком температурном диапазоне позволяет встраивать модуль в любую бытовую технику.

Схема измерения строится на базе резистивного делителя с обязательной гальванической развязкой (либо через прецизионные трансформаторы напряжения). Чтобы защитить вход АЦП от прилетов по сети, мы предусмотрели установку ограничительных диодов (супрессоров) и RC-фильтров, которые отсекают высокочастотные помехи.

Для силовой части мы рассматривали два варианта:

Электромагнитное реле: подкупает полной изоляцией и отсутствием нагрева в замкнутом состоянии.

Симисторный ключ: именно он стал приоритетным для нашей разработки. Симистор позволяет переключать нагрузку мгновенно и строго в точке перехода через «ноль». Это полностью исключает искрение контактов и лишний электромагнитный шум в момент старта [4].

Взаимодействие всех узлов устройства наглядно показано на структурной схеме представленной на рисунке 2.

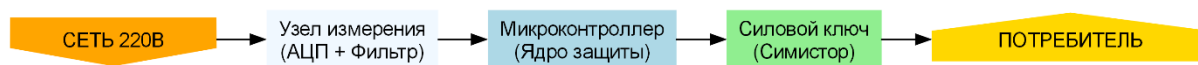


Рисунок 2. Функционально-структурная схема микропроцессорного устройства защиты

На данный момент мы закончили расчет номиналов всех компонентов и утвердили структуру устройства. Следующий шаг – компьютерное моделирование в Proteus или MATLAB. Это позволит нам прогнать алгоритм в виртуальной среде и подтвердить временные характеристики защиты, не тратя время на сборку физического макета.

Выбранная база имеет хороший запас по производительности. Переход к имитационному моделированию станет финальным

подтверждением того, что предложенные методы восстановления реально работают в условиях нестабильных сетей.

Заключение

В рамках проведенного исследования мы детально разобрали, как обеспечить живучесть современной бытовой электроники при нестабильном питании. Основные результаты работы заключаются в следующем:

Раскрыта физика отказов: Мы проанализировали механизмы деградации импульсных блоков питания и микропроцессоров. Теперь понятно, что главные угрозы – это тепловой пробой компонентов при затяжных просадках сети и «глюки» в прошивках из-за кратковременных микропауз [3].

Спроектирован адаптивный алгоритм: Его главная ценность – в интеллектуальном управлении процессом включения. Использование детекции перехода через «ноль» и динамических пауз для стабилизации позволяет полностью убрать «дребезг» и до минимума снизить опасные пусковые токи.

Выбрана и обоснована аппаратная база: Использование доступных 8-битных микроконтроллеров позволяет получить время реакции системы в пределах 20–40 мс. По сравнению с обычными бытовыми реле напряжения, это серьезный выигрыш в быстродействии, который может спасти силовые ключи от пробоя [1].

На данном этапе проект носит теоретический характер, но фундамент уже заложен. В ближайших планах – серия тестов в среде Proteus, где мы сможем верифицировать программный код в виртуальном режиме. Финальным шагом станет сборка опытного прототипа для натурных испытаний. Мы уверены, что внедрение подобных алгоритмов в системы управления техникой позволит значительно увеличить срок её службы и избавить пользователей от внеплановых ремонтов.

Список литературы

1. Белов А.В. Самоучитель разработчика устройств на микроконтроллерах AVR. – СПб.: Наука и Техника, 2010. – 544 с.
2. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: пер. с англ. – Изд. 7-е. – М.: Мир, 2014. – 704 с.
3. Лебедев В.П. Методы диагностики и восстановления современных электронных модулей управления // Радиоэлектроника и связь: [сб. докл.] Всерос. науч.-техн. конф. – Иркутск: Изд-во ИРНИТУ, 2024. – С. 45–48.
4. Справочник по полупроводниковым приборам. [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.alldatasheet.com>.

Разработка и исследование системы управления микроклиматом жилого помещения на базе беспроводной сети ZigBee

Тубчинов А.В.¹, Ченский А.Г.²

1 – Управление по конвоированию Главное управление Федеральной службы исполнения и наказания по Иркутской области, Иркутск, Россия

2 – Иркутский национальный исследовательский технический университет, Иркутск, Россия

damdinov111@gmail.com, zavmts@istu.edu.

В статье рассматривается разработка и исследования системы управления микроклиматом жилого помещения на базе беспроводной сети ZigBee. Предложена архитектура, включающая датчики температуры, влажности и качества воздуха, исполнительные устройства и центральный координатор. Приводятся результаты экспериментального исследования влияний электромагнитных помех на качество передачи данных в жилых помещениях.

Введение

Современные тенденции развития жилых помещений направлены на повышение комфорта, и энергоэффективности. Ключевым фактором, определяющим самочувствие человека и сохранность интерьера, является микроклимат – совокупность параметров воздуха (температура, влажность, скорость движения, содержание углекислого газа). Традиционные системы климат-контроля (сплит-системы, увлажнители) функционируют автономно, что приводит к нерациональному расходу электроэнергии и отсутствию гибкой адаптации к изменяющимся условиям.

Решением проблемы может стать внедрение распределённой автоматизированной системы управления микроклиматом на базе технологии беспроводных сетей. Среди существующих стандартов (Wi-Fi, Bluetooth) особого внимания заслуживает протокол Zigbee. Он обеспечивает низкое энергопотребление конечных устройств (до нескольких лет от батареи), ячеистую (mesh) топологию, позволяющую наращивать сеть без потери надёжности, и простоту монтажа, что критически важно для уже эксплуатируемых помещений.

Цель работы – разработка и исследование системы управления микроклиматом на базе беспроводной сети Zigbee.

Цели и задачи исследования: выбор архитектуры системы и топологии сети ZigBee, подбор датчиков и устройств, оценка надежности и точности системы. Внедрение повысит комфорт и снизит затраты на отопление и кондиционирование.

Параметры микроклимата жилого помещения

Микроклимат жилого помещения представляет собой совокупность физических параметров внутренней среды, оказывающих непосредственное

влияние на самочувствие, здоровье и работоспособность человека. К основным параметрам микроклимата относятся: температура воздуха, относительная влажности, концентрация углекислого газа, качество воздуха[1].

Основные параметры микроклимата

1. Температура воздуха. Один из ключевых факторов комфорта. Для жилых помещений оптимальной считается температура:

20–22 °С – для гостиных и спален; 22–24 °С – для ванных комнат.

Слишком низкая температура вызывает переохлаждение, а высокая – перегрев и утомляемость.

2. Относительная влажность воздуха. Показывает количество влаги в воздухе. Нормальные значения: 40–60%

Низкая влажность вызывает сухость кожи и слизистых, высокая – способствует развитию плесени и микроорганизмов.

3. Скорость движения воздуха характеризует интенсивность воздушных потоков: оптимально: 0,1–0,2 м/с

Сильные сквозняки вызывают дискомфорт, а застой воздуха ухудшает качество дыхания.

4. Качество воздуха (газовый состав). Включает уровень кислорода, углекислого газа и загрязняющих веществ: концентрация CO₂ не должна превышать 1000 ppm (таблица 1).

Наличие пыли, аллергенов и вредных веществ снижает качество среды и влияет на здоровье.

Таблица 1

Классификация воздуха в помещениях

Класс	Качество воздуха в помещении		Допустимое содержание CO ₂ см ³ /м ³
	Оптимальное	Допустимое	
1	Высокое	-	400 и менее
2	Среднее	-	400 - 600
3	-	Допустимое	600 - 1000
4	-	Низкое	1000 и более

Таким образом, для жилых помещений целесообразно поддерживать уровень CO₂ в диапазоне 400-800 см³/м³, стремясь к значениям не выше 1000 см³/м³. Это соответствует классам 2-3 по таблице №1.

Технология беспроводной сети ZigBee

ZigBee—это беспроводной протокол работающий на частоте 2.4 ГГц, который использует маломощные радиосигналы для подключения

устройств. Он основан на стандарте IEEE 802.15.4, который определяет физический уровень и уровень управления доступом к среде для низкоскоростных беспроводных персональных сетей, которая предназначена для маломощных устройств с ограниченными вычислительными возможностями и памятью [2,3]. Используя такую беспроводную технологию, позволяет обеспечивать надежные и избыточные пути связи даже в сложных условиях.

Применение технологии ZigBee/802.15.4 позволяет разрабатывать беспроводные интерфейсы с минимальными затратами благодаря простоте схемотехники, минимальному количеству внешних пассивных элементов, использованию готового программного обеспечения. Стандарт позволяет создавать сети с многоячейковой топологией, обслуживать таким образом очень большое число узлов и увеличивать дальность связи без дополнительных затрат на усилители мощности.

Топология ZigBee сети может иметь форму звезды, дерева или ячеистой сети. В ячеистой сети каждый полнофункциональный узел способен выполнять маршрутизацию пакетов, что повышает отказоустойчивость и расширяет зону покрытия.

Связь в сети ZigBee осуществляется посредством передачи пакетов данных между подключенными к сети устройствами, которые бывают трёх видов:

Координатор – единственный узел в сети, который отвечает за формирование, управление сетью и соединения с локальной сетью. Он создает сеть ZigBee, определяет политику безопасности сети, и присваивает ей идентификатор PAN ID для идентификации сети, определяет частотный канал для работы и выдает уникальный 16-битный адрес для каждого устройства.

Маршрутизатор (роутер) – узел, который имеет стационарное питание, может постоянно участвовать в работе сети, что позволяет ретранслировать данные и обслуживать конечные устройства. Маршрутизатор может быть в роле роутера, что позволяет постоянно поддерживать маршрутизацию, которую используют для оптимального маршрута и поиска нового, если вдруг устройства вышло из строя.

Конечные устройство – это устройство, которые выполняют только сенсорные или управляющие функция. Большую часть времени находятся в спящем режиме, что позволяет им долго сохранять энергию встроенного источника питания.

Надёжность ZigBee повышается за счёт избыточных связей. Устройства, не переходящие в спящий режим, работают как роутеры: маршрутизируют трафик и ретранслируют пакеты. Даже при выходе из строя координатора сеть продолжает работу. Помехи, преграды или отказ роутера не критичны благодаря избыточности. Добавление стационарных узлов-роутеров делает сеть ещё надёжнее.

Разработка микроклимата на базе беспроводной сети ZigBee

В создание системы управления микроклиматом в сети ZigBee используется: координатор (хаб), датчики (температуры/влажности, CO₂), исполнительные устройства (кондиционеры, увлажнители воздуха, вентиляция, терморегуляторы для радиаторов), а управлением системой отвечает (Яндекс станция с голосовым помощником Алиса, или мобильное приложение от того же производителя) (рисунок 1).

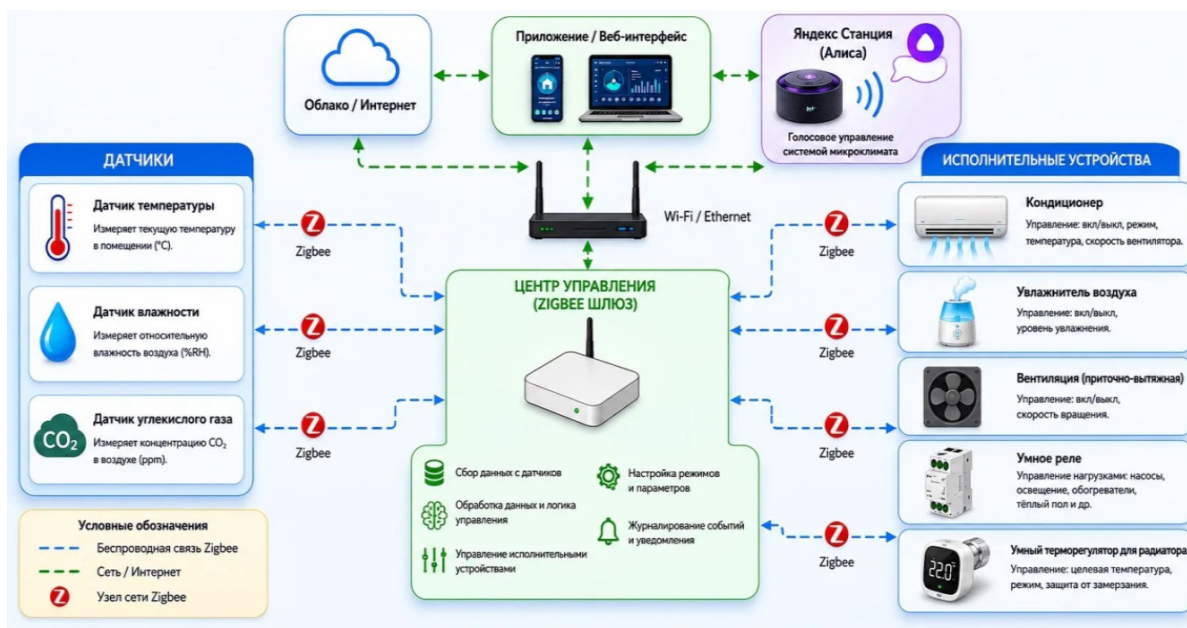


Рисунок 1. Структурная схема системы управления микроклимата жилого помещения на базе беспроводной сети ZigBee

Для надежности покрытия в многоквартирных помещениях используют Mesh-топологию (рисунок 2).



Рисунок 2. Распространение сигнала протокола ZigBee в mesh-топологии

Воздействие электромагнитного излучения близкого по частоте на передачу данных в жилых помещениях

При работе ZigBee устройств на жилых помещениях возможно влияния электромагнитного излучения близкого по частоте, например, устройства передающие данные работающие на частоте 2.4 ГГц. В таких случаях может возникнуть интермодуляционный шум. Который является помехой, возникающие на частотах, которые представляют собой сумму, разность или произведение частот двух исходных сигналов. Данный паразитный сигнал может интерферировать с сигналом связи. Также интермодуляционный шум может возникнуть вследствие нелинейности приемника, передатчика или промежуточной системы передачи [4].

Влияние электромагнитного излучения близкого по частоте можно рассматривать на примере мешающего действия сети Bluetooth при совместной работе с сетью ZigBee [4].

Для оценки эффективности работы ZigBee в присутствии помех со стороны сети Bluetooth используем математическую модель цепи Маркова. Цепь Маркова представляет собой последовательность случайных событий с конечным или счётным числом исходов, при фиксированном настоящем будущее независимо от прошлого.

На рисунке 3 приведена модель цепи Маркова для моделирования работа ZigBee устройств в присутствии Bluetooth помех. Когда устройство ZigBee находится на этапе отсрочки i , и значение состояния становится равным нулю, ZigBee устройство выполняет первую оценку состояния канала.

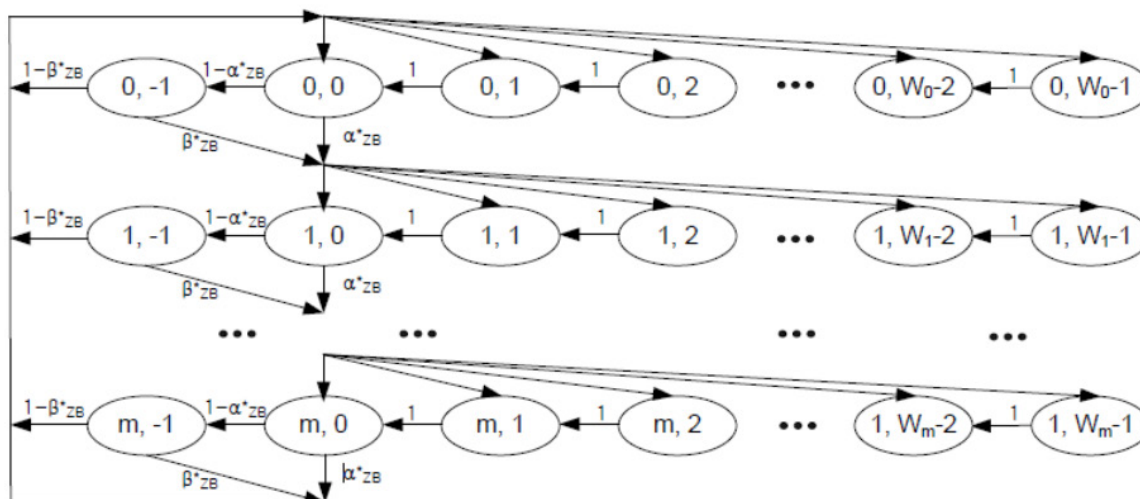


Рисунок 3. Модель цепи Маркова работа сети ZigBee под влиянием Bluetooth

Если первая оценка состояния канала (ОСК) неудачна из-за передачи Bluetooth, ZigBee увеличивает этап отсрочки ($i \rightarrow i+1$) и случайно выбирает новое значение счётчика в диапазоне $[0, W_{i+1}-1]$. Если первая ОСК

успешна, выполняется вторая. При неудаче второй ОСК процедура повторяется.

В случае успешной ОСК пакет данных передается. В этой модели цепи Маркова, мы допускаем что в первой и второй ОСК возможность ошибки это постоянная, независимо от этапов отсрочки и обозначается α_{ZB}^* и β_{ZB}^* соответственно. Таким образом, вероятности переходов между состояниями определяется следующим образом.

$$P\{b_{i,j} | b_{i,j+1}\} = 1, \quad i \in (0, m) \text{ и } j \in (0, W_i - 2), \quad (1)$$

$$P\{b_{i,j+1} | b_{i,0}\} = 1 - \alpha_{ZB}^*, \quad i \in (0, m), \quad (2)$$

$$P\{b_{i,j} | b_{i-1,0}\} = \frac{\alpha_{ZB}^*}{W_i}, \quad i \in (1, m) \text{ и } j \in (0, W_i - 1), \quad (3)$$

$$P\{b_{i,j} | b_{i-1,-1}\} = \frac{\beta_{ZB}^*}{W_i}, \quad i \in (1, m) \text{ и } j \in (0, W_i - 1), \quad (4)$$

$$P\{b_{0,j} | b_{i,-1}\} = \frac{1 - \beta_{ZB}^*}{W_0}, \quad i \in (1, m - 1) \text{ и } j \in (0, W_0 - 1), \quad (5)$$

где $b_{i,j}$ обозначают постоянную вероятность состояния (i,j) ; m – максимальный этап отсрочки; W_i – размер окна i -го этапа отсрочки; ZB – вероятность перехода из состояния отсрочки в первое состояние ОСК.

Bluetooth система обеспечивает соединение точка-точка, а также точка-многоточка. Канал Bluetooth разделен на временные интервалы, продолжительность в каждом временном интервале составляет 625 мкс.

Существует 79 каналов Bluetooth в диапазоне 2,4 ГГц. Передача данных Bluetooth устройства друг с другом происходит с использованием скачкообразной перестройки частоты с расширением спектра (FHSS) в этой полосе частот. Передача пакетов данных происходит через канал со скачкообразно изменяемой частотой. Существует пакеты данных передаваемых со средней скоростью 1 (DM1) или с высокой скорости 1 (DH1), и занимают один временной интервал. Другие типы пакетов данных могут быть переданы с использованием до пяти слотов. Bluetooth устройства делятся на три класса мощности. Максимальные уровни выходной мощности 1, 2 и 3 классов установлены на 100 мВт, 2,5 мВт и 1 мВт, соответственно [5].

Передача пакетов данных Bluetooth не зависит от интерференции со стороны Zigbee устройств, в то время как Bluetooth устройства создают помехи в свой четвертой период передачи данных, как показано на рисунке 4. Передача данных должна быть отложена, когда происходит связь Bluetooth устройств.

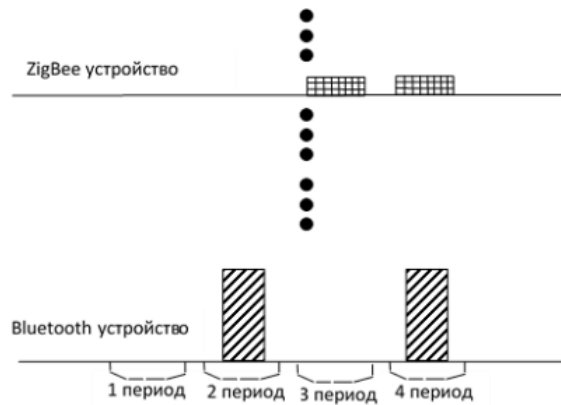


Рисунок 4. Передача данных устройств ZigBee и Bluetooth

На рисунке 5 схематически показана передача данных от узлов ZigBee в помещении жилом помещении при мешающем воздействии сети Bluetooth. Происходит передача данных узлов ZigBee к координатору, при этом на данной частоте 2,4 ГГц при постоянном перескоке по частоте происходит связь Bluetooth устройств.

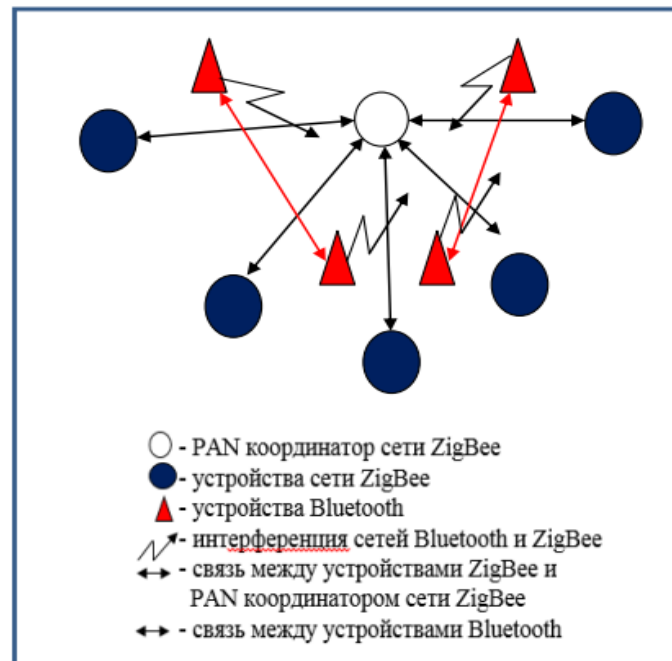


Рисунок 5. Интерференция сетей Bluetooth и ZigBee

Первая вероятностная неудача оценки состояния канала благодаря только Bluetooth устройствам α_{ZB}^{BT} составляет $2/79$ когда только одно активное Bluetooth устройство создает помехи ZigBee устройству, тогда α_{ZB}^{BT} может быть выражено:

$$\alpha_{ZB}^{BT} = 1 - \left(\frac{77}{79}\right)^m, \quad (6)$$

где m показывает активацию Bluetooth устройства.

Тогда найдем первую вероятность неудачной оценки состояния канала при совместной работе сетей ZigBee и Bluetooth.

$$\alpha_{ZB}^{BT} = 1 - \left(\frac{77}{79}\right)^2 = 0.05$$

Таким образом, вероятность неудачной оценки канала ZigBee из-за помех одного Bluetooth-устройства составляет 2/79. При увеличении числа активных Bluetooth-устройств (m) эта вероятность растёт, что ведёт к более частым коллизиям и повторным попыткам передачи.

Заключение

В данной работе рассмотрено было теоретические аспекты и экспериментальные исследования системы управления микроклиматом, жилого помещения на базе беспроводной сети ZigBee. В ходе выполнения работы были получены следующие основные научные и прикладные результаты: исследования параметров микроклимата, совместные работы ZigBee и Bluetooth (на частоте 2.4 ГГц) показало, что основным дестабилизирующим фактором является интермодуляционный шум. Данный шум возникает вследствие нелинейности приемо-передающего тракта, когда нелинейные элементы радиочастотного тракта порождают паразитные составляющие при взаимодействии сигналов ZigBee и Bluetooth, что приводит к увеличению коэффициента битовых ошибок и, как следствие необходимости повторного передачи данных. Использование технологии ZigBee в предлагаемой системе обеспечивает существенное снижение энергопотребление. Это достигается за счет управление исполнительными устройствами на основе данных поступивших в реальном времени от датчиков (температуры, влажности, и углекислого газа), что позволяет включать оборудования при необходимости и с поддержанием микроклимата жилого помещения.

Список литературы

1. "ГОСТ 30494-2011. Межгосударственный стандарт. Здания жилые и общественные. Параметры микроклимата в помещениях" Стандартинформ, 2011
2. Стандарты ZigBee-2006 <http://standards.ieee.org/getieee802/>
3. Спецификация ZigBee-2006 (ZigBee-Specification-2006Download.pdf)
4. Рошан Педжман, Лиэри Джонатан. Основы построения беспроводных локальных сетей стандарта 802.15.4.: Пер. с англ. - М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. - 304 с
5. A. Sikora, "Coexistence of IEEE802.15.4 (ZigBee) with IEEE802.11 (WLAN), Bluetooth, and microwave ovens in 2.4 GHz ISM-band," 2026 [онлайн] Доступ по адресу: <http://www.ba-loerrach.de/stzedn/>

Разработка программной платформы для локального управления трёхосевым оборудованием

Сёмочкин И.Н.¹, Ишин А.Б.²

1 – Иркутский гидрометеорологический техникум, Иркутск, Россия

2 – Иркутский национальный исследовательский технический университет, Иркутск, Россия

Gwayt-i@yandex.ru, ishin.artem@yandex.ru

В докладе рассматривается разработка программной платформы для локального управления трёхосевыми устройствами, включая 3D-принтеры, лазерные гравёры, фрезерные станки и пользовательские установки. Обоснована модульная архитектура приложения с локальной web-серверной частью и интерфейсом через браузер, обеспечивающая централизованное управление оборудованием без зависимости от внешних серверов. Приведены ключевые функции платформы, подтверждающие её практическую значимость для учебных лабораторий, малых производств и инженерных мастерских.

Введение

Трёхосевые устройства, такие как 3D-принтеры, лазерные гравёры и станки с ЧПУ, являются важным элементом современного промышленного и учебного оборудования. Эффективная эксплуатация требует программной среды, обеспечивающей настройку, управление и контроль безопасности. Существующие решения часто ограничены конкретным типом устройства, что затрудняет работу с разнородным парком оборудования. Разработка единой локальной платформы позволяет объединить функции управления и контроля в одном приложении, упрощая работу оператора (рисунок 1).

С ростом цифрового производства и внедрением аддитивных технологий требуется программное обеспечение, способное поддерживать разнообразные трёхосевые устройства и обеспечивать безопасную, удобную и локализованную эксплуатацию. Такая платформа позволяет снизить риск ошибок, объединить управление различным оборудованием и обеспечить сохранность пользовательских настроек (таблица 1).

Согласно актуальным данным, рынок аддитивных технологий демонстрирует устойчивый рост, что требует развития соответствующего программного обеспечения (таблица 2) [3].

Целью данной работы является разработка программной платформы для локального управления трёхосевыми устройствами с возможностью выбора и настройки оборудования, загрузки файлов, визуализации моделей, контроля подключённых устройств и ведения журнала ошибок (таблица 3) [1].

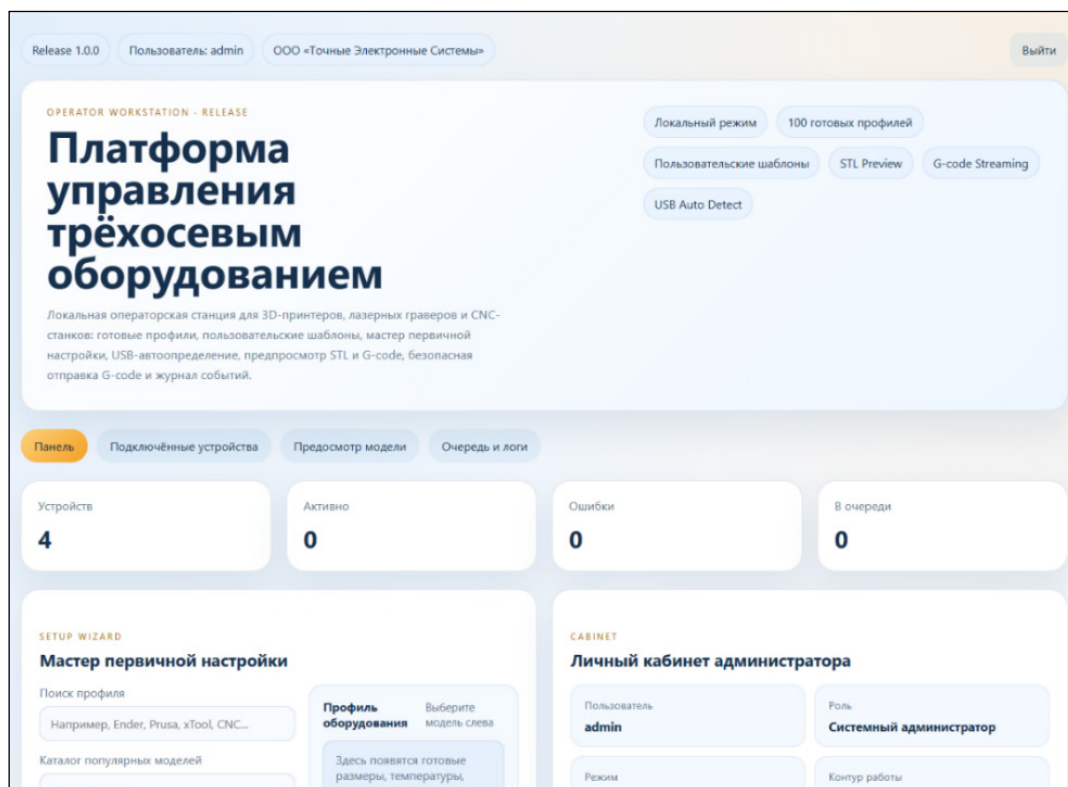


Рисунок 1. Интерфейс разработанной программы [1]

Таблица 1

Основные требования к разрабатываемому программному обеспечению [1]

Требование	Содержание требования	Реализация в системе
Локальная работа	Программа должна запускаться на компьютере оператора без обязательного удалённого сервера.	Исполняемый файл запускает локальное web-приложение по адресу 127.0.0.1.
Поддержка разных устройств	Необходимо учитывать 3D-принтеры, лазерные гравёры, CNC-станки и пользовательские установки.	Реализованы типы устройств 3d_printer, laser, cnc, lathe, other.
Пользовательский профиль	Если устройства нет в базе, параметры должны задаваться вручную.	Реализован мастер ручной настройки и сохранение локальных шаблонов.
Поддержка файлов	Система должна принимать только форматы, которые реально используются приложением.	Для отправки поддерживаются G-code форматы; для просмотра поддерживаются STL и G-code.
Безопасность управления	Передача команд должна учитывать подтверждения прошивки и ошибки оборудования.	Используются профили GRBL и Marlin с ack_tokens и error_tokens.
Диагностика	Оператору нужен журнал событий, ошибок и действий.	Реализован журнал logs и отображение событий во вкладке операций.

Таблица 2

Основные программные модули разработанной платформы [1]

Модуль	Назначение	Результат работы
launcher.py и run.py	Запуск локального сервера приложения.	Открытие операторской станции на локальном компьютере.
routes.py	Описание web-страниц и API-маршрутов.	Передача команд между интерфейсом и сервисным слоем.
platform.py	Основная бизнес-логика устройств, заданий, логов и настроек.	Создание устройств, загрузка файлов, управление заданиями.
device_catalog.py	Каталог готовых профилей оборудования.	Выбор 100 популярных устройств с параметрами.
hardware_protocols.py	Описание команд GRBL, Marlin и simulated.	Карта команд, подтверждений и ошибок прошивки.
drivers.py	Отправка управляющих команд в аппаратный слой.	Работа с serial-подключением и режимом симуляции.
discovery.py	Автоопределение устройств по USB/COM.	Поиск портов и распознавание GRBL/Marlin.
model-viewer.js	3D-предпросмотр STL в браузере.	Поворот, масштабирование и визуальный контроль модели.

Структура данных приложения также была спроектирована с учётом переносимости. Исполняемый файл не хранит внутри себя пользовательскую базу, поэтому при копировании программы на другой компьютер не происходит переноса личных настроек. Все пользовательские данные размещаются в каталоге документов текущего пользователя. [1]

Таблица 3

Функциональные преимущества разработанного программного обеспечения

Функция	Практический эффект
Единая среда для разных типов устройств	Оператор работает с 3D-принтерами, лазерами и CNC-станками в одном интерфейсе.
Каталог из 100 профилей	Сокращается время первичной настройки распространённого оборудования.
Поддержка пользовательских устройств	Система применима к самодельным и нестандартным установкам.

Локальный личный кабинет	Доступ к программе защищён локальной учётной записью администратора.
Раздельное хранение данных и .exe	При переносе программы на другой компьютер личные настройки не переносятся автоматически.
USB-автоопределение	Ускоряется добавление оборудования по COM-порту.
Предпросмотр STL и G-code	Оператор может проверить модель и файл до запуска оборудования.
Безопасная serial-отправка G-code	Команды отправляются с учётом подтверждений и ошибок прошивки.
Журнал событий	Упрощается диагностика ошибок и контроль действий оператора.
USB-камера	Предусмотрен визуальный контроль оборудования во время работы.

Заключение

Разработана программная платформа, объединяющая управление различными трёхосевыми устройствами в единой локальной среде. Она обеспечивает удобство эксплуатации, безопасность и гибкость работы с разнородным оборудованием. Полученные результаты подтверждают практическую значимость для учебных лабораторий, малых производств и инженерных мастерских, что соответствует тенденции к цифровизации производственных процессов [1, 2].

Как показывает практика, «централизованное управление производственным оборудованием значительно повышает эффективность работы» [4].

Список литературы

1. Сёмочкин И.Н. Разработка программной платформы для локального управления трёхосевым оборудованием. Пояснительная записка к ВКР. Иркутск, 2026.
2. UltiMaker Cura [Электронный ресурс] – URL: <https://ultimaker.com/software/ultimaker-cura>
3. PrusaSlicer [Электронный ресурс] – URL: <https://www.prusa3d.com/prusaslicer/>
4. LightBurn [Электронный ресурс] – URL: <https://lightburnsoftware.com/>
5. Universal Gcode Sender [Электронный ресурс] – URL: <https://winder.github.io/ugs/>

Разработка бортового электронного устройства контроля динамического взаимодействия подвижного состава с тоннельной инфраструктурой и состояния воздушной среды

Макаров А.П., Сиднев Е.А., Фискин Е.М.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия

d.smalls2015@yandex.ru, sidnevja@gmail.com, fnm1@rambler.ru

В работе рассматривается разработка бортового электронного устройства, предназначенного для регистрации параметров движения подвижного состава при прохождении тоннельных участков железной дороги. Устройство устанавливается на кузове вагона и позволяет фиксировать линейные ускорения, угловые скорости, угол крена, а также температуру и относительную влажность воздуха. В качестве измерительной основы использованы инерциальный датчик ВМ160 и цифровой датчик температуры и влажности SHT31. Предлагаемое решение позволяет оценивать характер динамического взаимодействия подвижного состава с тоннельной инфраструктурой по отклику самого вагона и одновременно контролировать параметры воздушной среды в зоне движения. Разработка может быть использована в задачах повышения безопасности движения и бортового диагностического мониторинга.

Введение

Железнодорожные тоннели относятся к наиболее сложным участкам эксплуатации подвижного состава, поскольку в этих условиях изменяются параметры воздушной среды, усиливаются вибрационные воздействия и возрастают требования к устойчивости движения [1]. При прохождении тоннельных участков на подвижной состав воздействуют дополнительные факторы, связанные с особенностями пути, ограниченным пространством, повышенной влажностью и аэродинамическими эффектами [2].

Для повышения безопасности движения актуальной является задача регистрации параметров, характеризующих пространственное движение вагона и условия его эксплуатации в тоннеле. К таким параметрам относятся линейные ускорения, угловые скорости и угол крена кузова, а также температура и относительная влажность воздуха [3]. Анализ совокупности этих данных позволяет выявлять аномальные режимы движения и оценивать условия прохождения тоннельного участка.

Существующие подходы часто ориентированы либо на стационарный мониторинг инфраструктуры, либо на отдельный бортовой контроль динамики движения. В данной работе предлагается объединённый подход, при котором бортовое электронное устройство, установленное на подвижном составе, регистрирует реакцию вагона на прохождение тоннеля и одновременно фиксирует параметры воздушной среды.

Постановка задачи

Целью работы является разработка бортового электронного устройства для контроля динамического взаимодействия подвижного состава с тоннельной инфраструктурой и состояния воздушной среды при прохождении тоннелей.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- определить состав измеряемых параметров;
- выбрать элементную базу устройства;
- разработать структурную схему бортового модуля;
- описать принцип функционирования устройства;
- определить состав регистрируемой и передаваемой информации.

Структура и состав устройства

Предлагаемое устройство устанавливается на кузове подвижного состава с жёстким креплением к несущему элементу конструкции. Такое размещение позволяет регистрировать пространственные ускорения и угловые скорости, возникающие в процессе движения, а также измерять параметры воздушной среды вблизи зоны эксплуатации электронного модуля.

Для измерения динамических параметров выбран датчик BMI160, включающий трёхосевой акселерометр и трёхосевой гироскоп [4]. Его использование позволяет регистрировать ускорения по трём координатным осям, угловые скорости по трём координатным осям, а также получать данные для расчёта угла крена.

Для контроля параметров воздушной среды применяется цифровой датчик SHT31, предназначенный для измерения температуры и относительной влажности воздуха [5]. Данный датчик отличается компактностью, цифровым интерфейсом и удобством интеграции в состав бортового устройства.

Внешний вид используемых датчиков представлен на рисунке 1.

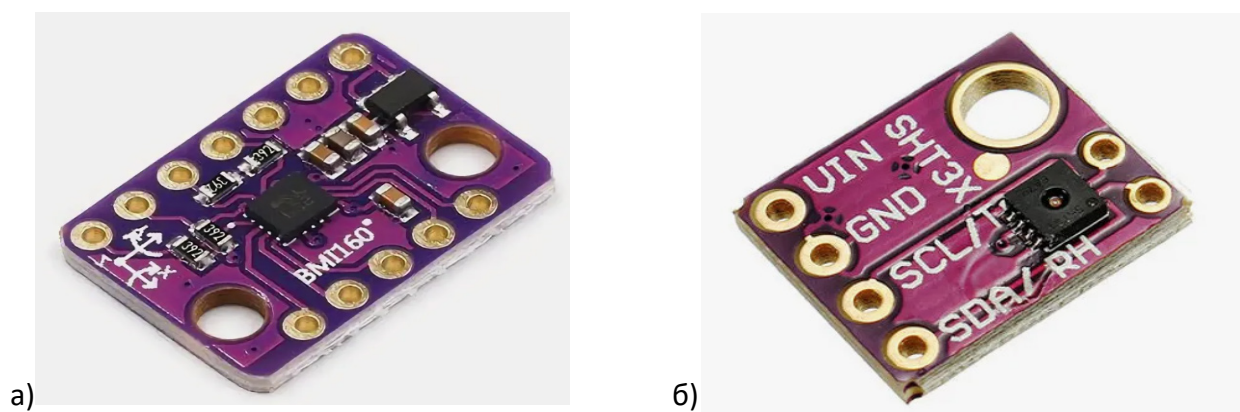


Рисунок 1. Датчики а) BMI160 и б) SHT31, используемые в бортовом устройстве

Как следует из рисунка 1, применяемые датчики имеют малые габариты и могут быть размещены в составе единого бортового электронного модуля, устанавливаемого на подвижном составе.

Кроме датчиков, в состав устройства входят:

- микроконтроллер;
- энергонезависимая память;
- интерфейс передачи данных;
- блок питания и защиты.

Спроектированная структура устройства представлена на рисунке 2.

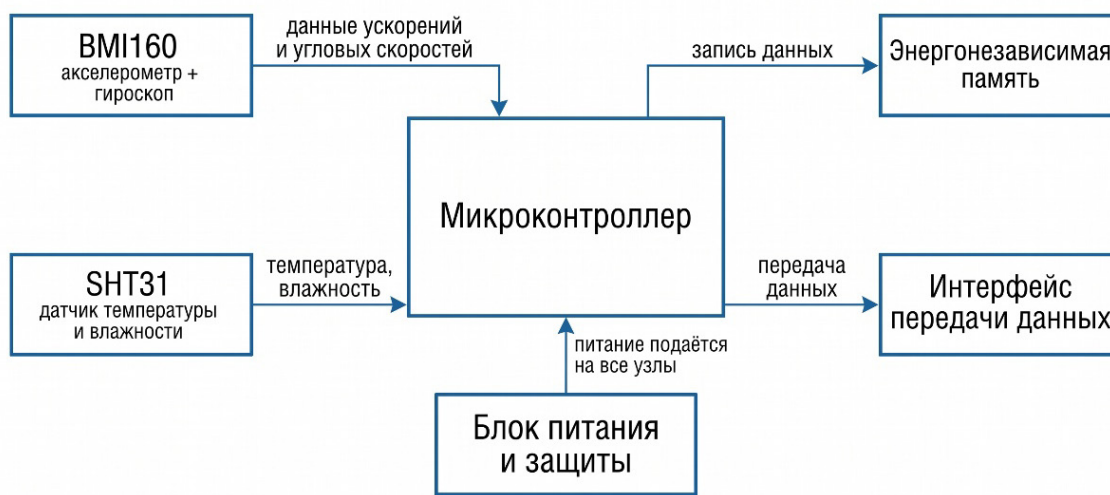


Рисунок 2. Структурная схема бортового электронного устройства

Микроконтроллер выполняет опрос датчиков, первичную обработку данных, расчёт диагностических параметров, сохранение результатов в памяти и подготовку информации к передаче. Энергонезависимая память используется для архивирования данных, а интерфейс связи обеспечивает вывод информации во внешнюю систему регистрации.

Программное обеспечение микроконтроллера реализует многоуровневую систему приоритетов задач. Наивысший приоритет назначается процедурам опроса инерциального датчика BMI160, поскольку пропуск измерений угловых скоростей и ускорений недопустим при контроле динамики движения.

Для минимизации энергопотребления и снижения вычислительной нагрузки применяется адаптивная дискретизация сигналов. В штатном режиме движения, когда динамическая активность минимальна, опрос датчиков ведётся с базовой частотой, достаточной для фоновой проверки. При обнаружении предвестников опасной ситуации, например, нарастания поперечного ускорения, частота дискретизации автоматически увеличивается, что позволяет зафиксировать быстротекущий процесс с максимальной детализацией.

Таблица 1

Состав бортового устройства

Элемент	Назначение
BMI160	Измерение линейных ускорений и угловых скоростей
SHT31	Измерение температуры и относительной влажности
Микроконтроллер	Сбор, обработка и анализ данных
Энергонезависимая память	Архивирование результатов измерений
Интерфейс передачи данных	Передача данных во внешнюю систему
Блок питания и защиты	Электропитание и защита устройства

Как следует из таблицы 1, выбранный состав устройства позволяет объединить функции бортового инерциального контроля и регистрации параметров воздушной среды в одном электронном модуле.

Принцип функционирования устройства

После включения питания микроконтроллер выполняет инициализацию датчиков и проверку готовности измерительных каналов. Далее устройство переходит в режим непрерывного контроля.

В процессе движения осуществляется непрерывный опрос инерциального датчика BMI160 и периодический опрос датчика SHT31. Полученные данные подвергаются первичной цифровой обработке, после чего вычисляются диагностически значимые параметры, включая угол крена, текущие ускорения, угловые скорости, температуру и относительную влажность воздуха.

При превышении установленных пороговых значений устройство фиксирует событие повышенной динамической активности. Результаты измерений и сведения о событиях сохраняются в энергонезависимой памяти и могут передаваться во внешнюю систему регистрации.

Рост поперечных и вертикальных ускорений, а также увеличение угловой скорости крена могут свидетельствовать о повышенной динамической активности при прохождении тоннельного участка. Одновременно изменение температуры и влажности позволяет оценивать условия эксплуатации электронного оборудования и особенности воздушной среды в тоннеле.

Таким образом, комплексный анализ инерциальных и климатических параметров позволяет не только выявлять критические режимы движения, но и прогнозировать потенциальный износ узлов крепления оборудования. Совмещение пиков нагрузок с данными о микроклимате позволяет выявить моменты, когда механика и среда совместно ускоряют износ (таблица 2).

Таблица 2

Контролируемые параметры устройства

Параметр	Диагностическое значение
Ускорение по оси X	Оценка продольной динамики
Ускорение по оси Y	Оценка поперечных воздействий
Ускорение по оси Z	Оценка вертикальных колебаний
Угловые скорости по осям X, Y, Z	Оценка пространственного вращения кузова
Угол крена	Контроль поперечного наклона вагона
Температура воздуха	Контроль тепловых условий
Относительная влажность	Контроль влажностного режима

Представленные в таблице 2 параметры формируют информационную основу для оценки режима движения подвижного состава в тоннеле.

Анализ возможностей применения

Разрабатываемое устройство не предназначено для прямой стационарной диагностики тоннельных сооружений. Оценка тоннельного

участка выполняется косвенно, по реакции подвижного состава на условия его прохождения. Такой подход позволяет отказаться от размещения аппаратуры на элементах тоннельной инфраструктуры и использовать единый бортовой измерительный модуль.

Преимуществами предлагаемого решения являются:

- компактность;
- совмещение нескольких измерительных функций;
- возможность автономной регистрации данных;
- пригодность для эксплуатации на подвижном составе;
- возможность интеграции в бортовые системы мониторинга.

Устройство может применяться для накопления экспериментальных данных, анализа динамики прохождения тоннелей, выявления предпосылок к нештатным режимам движения и контроля эксплуатационных условий работы бортовой электроники.

Заключение

В работе предложено бортовое электронное устройство контроля динамического взаимодействия подвижного состава с тоннельной инфраструктурой и состояния воздушной среды. Устройство устанавливается на кузове вагона и регистрирует линейные ускорения, угловые скорости, угол крена, температуру и относительную влажность воздуха.

В качестве измерительной базы выбраны датчики BMI160 и SHT31, обеспечивающие получение необходимой информации о параметрах движения и состоянии воздушной среды. Предложенная структура устройства позволяет реализовать функции сбора, обработки, хранения и передачи данных в одном бортовом модуле.

Разработка может быть использована в задачах повышения безопасности движения, анализа режимов прохождения тоннельных участков и создания систем бортового диагностического мониторинга.

Список литературы

1. СП 122.13330.2012. Тоннели железнодорожные и автодорожные. Актуализированная редакция СНиП 32-04-97. – Москва: Минрегион России, 2012.
2. Бабков В.Ф. Транспортные тоннели / В.Ф. Бабков, В.М. Сахаров. – Москва: Транспорт, 1980. – 280 с.
3. ГОСТ 24346–80. Вибрация. Термины и определения. – Москва: Издательство стандартов, 1980.
4. BMI160 Inertial Measurement Unit. Data Sheet. – Bosch Sensortec GmbH. – URL: <https://www.bosch-sensortec.com/> (дата обращения: 04.05.2026). – Текст: электронный.
5. SHT31 Humidity and Temperature Sensor. Datasheet. – Sensirion AG. – URL: <https://sensirion.com/> (дата обращения: 04.05.2026). – Текст: электронный.

Разработка и оптимизация автомобильной аудиосистемы с учётом эргономики и безопасности.

Слепченко А.В., Ишин А.Б.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия

Mcdux288228@gmail.com, ishin.artem@yandex.ru

В докладе комплексно анализируется проектирование автомобильной аудиосистемы – с акцентом на качество звука, эргономику и безопасность вождения.

Введение

Современные автомобили всё чаще воспринимаются не просто как средство передвижения, а как многофункциональное пространство, интегрированное в повседневную жизнь пользователя. Важную роль в формировании комфорта и положительного пользовательского опыта играет автомобильная аудиосистема. Однако её проектирование требует комплексного подхода: помимо высокого качества звука, необходимо обеспечить эргономичность управления и безопасность вождения. Существующие штатные аудиосистемы часто не обеспечивают должного качества звучания из-за: неоптимального расположения динамиков; отсутствия акустической подготовки салона (резонансы, отражения); использования компонентов с высокими гармоническими искажениями (THD); низкого отношения сигнал/шум (SNR); неудобного интерфейса управления, требующего визуального контакта. Кроме того, многие aftermarket-решения фокусируются исключительно на мощности и басах, игнорируя баланс и безопасность [2].

Эргономические аспекты

Расположение динамиков играет ключевую роль в создании сбалансированной звуковой сцены. Твитеры (высокочастотные динамики) следует устанавливать на уровне ушей и направлять на слушателя. Среднечастотные динамики в дверях часто разворачивают под углом 45 градусов к центру салона. Такое расположение помогает создать иллюзию, что звук исходит спереди, на уровне глаз, а не из дверей [2].

Головное устройство (магнитола) должно иметь удобное управление. Физические регуляторы громкости и переключения треков часто удобнее сенсорных кнопок. Для снижения зрительной нагрузки полезно использовать магнитолы с большим ЖК-дисплеем, удобным меню и возможностью вывода управления на рулевую колонку [1].

Настройка баланса и фейдера важна для создания целостной звуковой сцены. Баланс распределяет громкость между левым и правым динамиками, а фейдер перераспределяет мощность между передними и

задними динамиками. Оптимально, когда звук слегка смещён вперёд, чтобы он не бил в затылок сзади.

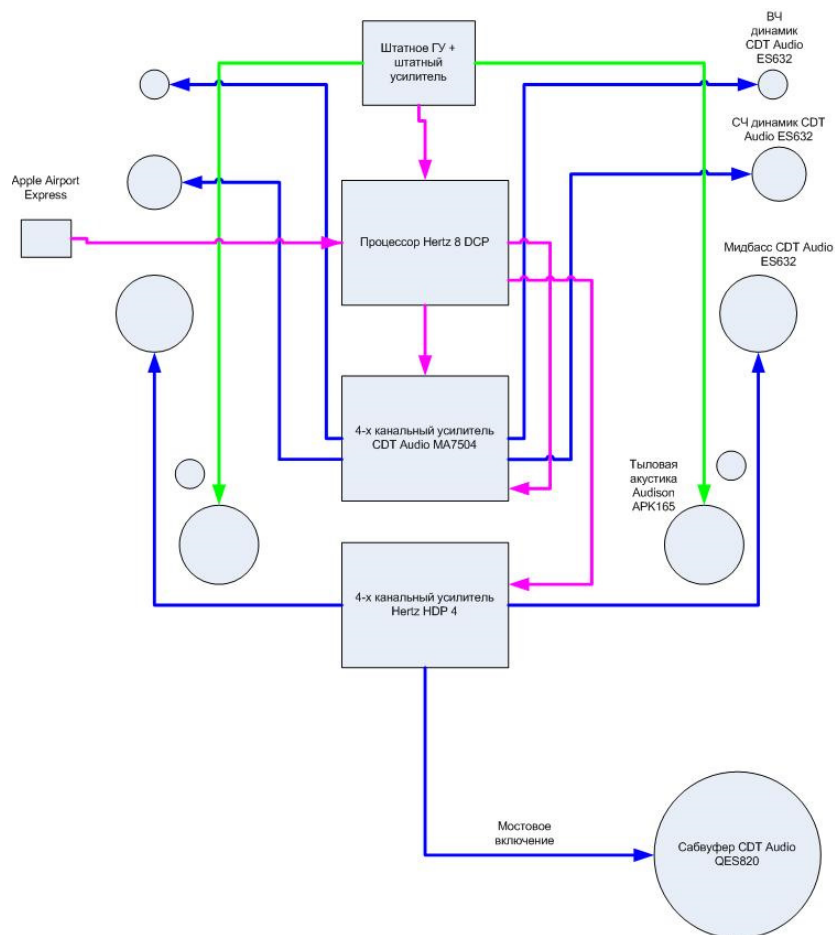


Рисунок 1. Схема расположения компонентов аудиосистемы

Установка трёхполосной акустической системы (в качестве фронтальной акустики) – сложный процесс, который требует тщательного планирования, выбора компонентов и профессионального подхода. Такая система включает отдельные динамики для низких (вуферы), средних (мидрейнджи) и высоких (твитеры) частот, что позволяет добиться более детального и сбалансированного звучания. Правильный доворот динамиков на слушателя критически важен для формирования точной звуковой сцены.

Из-за неправильного расположения и доворота динамиков в автомобиле, может возникать интерференция звуковых вол, что приводит к искажению звука, провалам в определённых частотных диапазонах и расфокусировке звуковой сцены. Это явление связано с наложением волн от разных источников, в результате чего в некоторых точках пространства волны могут усиливаться (максимумы), а в других – гасить друг друга (минимумы). Пример представлен на рисунке 2 [5].



Рисунок 2. Интерференция конструктивная, деструктивная

Акустическая подготовка

Акустическая подготовка дверей автомобиля – это комплекс мер, направленных на улучшение качества звучания аудиосистемы за счёт снижения вибраций, устранения резонансов и создания оптимальных условий для работы динамиков. Основная задача – превратить дверь в «закрытый объём», который нейтрализует нежелательные вибрации и улучшает передачу звука (рисунок 3) [6].

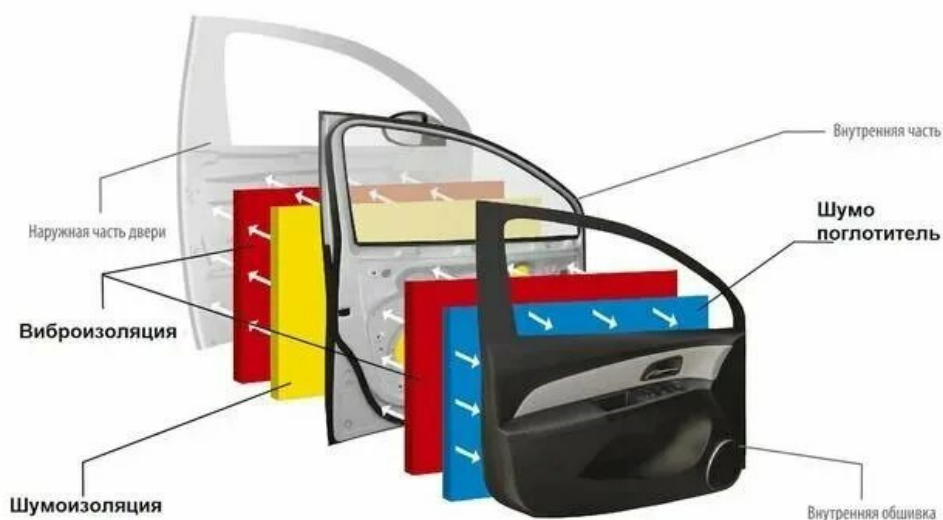


Рисунок 3. Комплекс шумо-виброизоляции дверей

Установка сабвуфера

Установка сабвуфера в автомобиле требует учёта как эргономических аспектов, так и качества звучания. Правильное размещение, направление динамика, акустическая подготовка и настройка системы – ключевые факторы, которые влияют на результат. В автомобиле чаще всего сабвуфер размещают в багажнике. Большой объём багажного отделения работает как естественный резонатор, усиливая низкие частоты. Но есть и недостатки: из-за удалённости от основной акустики возникает

задержка звука и рассинхронизация. DSP (Digital Signal Processor) позволит ввести искусственную задержку сигнала на фронтальных каналах – так, чтобы звук от ближних динамиков доходил до слушателя одновременно со звуком от сабвуфера [6].

Установка усилителя мощности и звукового процессора

Установка усилителей и процессора в автомобиле требует учёта эргономики и безопасности. Это включает правильный выбор места размещения компонентов, грамотную прокладку кабелей, надёжное крепление, обеспечение охлаждения и соблюдение электротехнических норм [7].

Настройка и временная коррекция аудиосистемы

Для измерения АЧХ (амплитудно-частотной характеристики) и ФЧХ (фазо-частотной характеристики) аудиосистемы в автомобиле потребуется специальное оборудование и программное обеспечение. Эти данные помогут объективно оценить работу системы, выявить проблемные частоты и корректно настроить её, включая коррекцию тонального баланса и синхронизацию фаз динамиков (рисунок 4) [8].

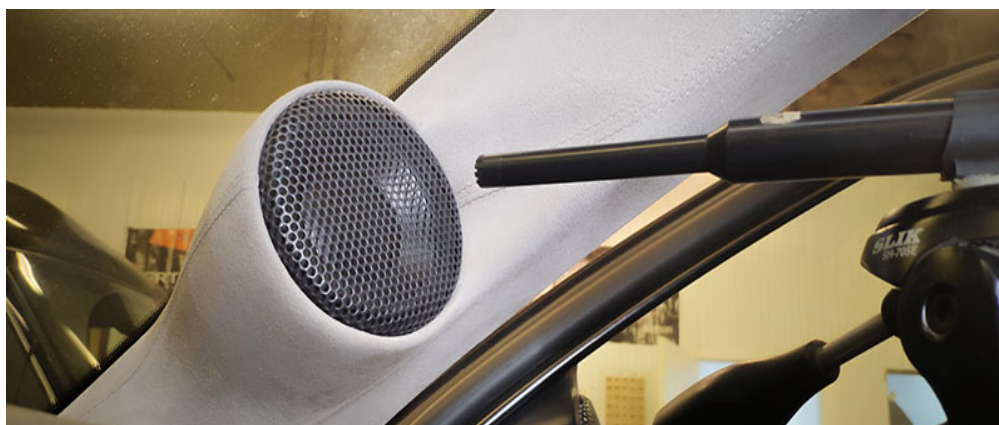


Рисунок 4. Измерения АЧХ и ФЧХ

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) – это график зависимости амплитуды (уровня громкости) выходного сигнала от частоты при постоянной амплитуде входного сигнала. Показывает, как устройство усиливает или ослабляет разные частоты [4].

Фазочастотная характеристика (ФЧХ) – график зависимости фазового сдвига выходного сигнала относительно входного от частоты. Показывает, на сколько градусов или секунд сигнал задерживается на разных частотах (рисунок 5).

Две акустические системы могут иметь почти одинаковую АЧХ, но разную ФЧХ. Та, у которой ФЧХ более линейна, будет звучать чётче и естественнее [5].

АЧХ и ФЧХ – ключевые характеристики, описывающие поведение линейных систем при обработке сигналов. Они дают полное представление о том, как устройство изменяет входной сигнал [8].



Рисунок 5. Замеры каждого компонента

С помощью программного обеспечения звукового процессора, корректируем частоту среза, крутизну спада, временную задержку каждого компонента (рисунок 6). Временная коррекция на основе анализа ФЧХ направлена на устранение задержек сигнала между различными динамиками акустической системы, чтобы звук от всех источников достигал точки прослушивания одновременно. Это улучшает точность воспроизведения, снижает искажения и повышает согласованность звучания [7].



Рисунок 6. ПО звукового процессора

Эквализация аудиосистемы

Эквализация в автомобильной аудиосистеме – это процесс настройки уровня различных частот звука с помощью эквалайзера. Она позволяет компенсировать особенности акустики салона, характеристики динамиков и личные предпочтения слушателя, добиваясь сбалансированного и комфортного звучания [1].

Грамотная эквализация позволяет раскрыть потенциал аудиосистемы, компенсировать недостатки салона и добиться сбалансированного звучания.

Вывод

Разработка и оптимизация автомобильной аудиосистемы с учётом эргономики и безопасности – многоэтапный процесс, требующий комплексного подхода. Достижение высокого качества звука невозможно без учёта конструктивных, акустических и пользовательских факторов.

Правильно спроектированная и настроенная аудиосистема не только обеспечивает чистое, сбалансированное звучание, но и повышает комфорт, снижает утомляемость водителя, а эргономичное управление (кнопки на руле, голосовые команды) минимизирует отвлечение от дороги. Таким образом, комплексный подход к разработке автомобильной аудиосистемы позволяет достичь оптимального баланса между качеством звука, удобством использования и безопасностью вождения.

Таким образом, комплексный подход к разработке автомобильной аудиосистемы позволяет создать гармоничное пространство, где технологии работают на благо пользователя: обеспечивают высококачественное звучание, удобство управления и безопасные условия вождения. Грамотно спроектированная система становится не просто источником музыки, а важной частью общего пользовательского опыта, повышая ценность автомобиля в глазах владельца.

Список литературы

1. ГОСТ Р 53565-2009 «Акустика. Методы измерения акустических характеристик аудиосистем в автомобилях».
2. ISO 11477:2017 «Acoustics – Measurement of sound insulation in road vehicles».
3. Куц В. Псевдосабвуфер в автомобиле // Радиомир. – 2007. – № 11. – С. 5.
4. Марченко А. Корпусная АС для салона автомобиля // Радио. – 2015. – № 6. – С. 15–19.
5. Меркулов В. Автомобилю – хороший звук (электроакустика в автомобиле) // Наука и жизнь. – 2007. – № 1. – С. 108–113.
6. Шихатов А. Бас в автомобиле: нестандартные решения // Радио. – 2011. – № 2. – С. 17–19.
7. Официальный сайт Room EQ Wizard (REW): – программное обеспечение для акустических измерений.
8. Документация по настройке автомобильных аудиосистем с использованием DSP: miniDSP.com.

Реакция ионосферы на солнечные затмения в Северной Америке по данным сети наземных приёмников глобальных навигационных спутниковых систем

Воронов К.С., Ишин А.Б.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия

kirill.voronov.0500@mail.ru, ishin.artem@yandex.ru

В статье приведены результаты картирования ионосферные возмущений, регистрируемых глобальной сетью приемников ГНСС, во время кольцеобразного солнечного затмения 14 октября 2023 года и полного солнечного затмения 8 апреля 2024 года.

Введение

Изменчивость и пространственная неоднородность являются характерными особенностями верхней части атмосферы Земли – ионосферы. Одним из основных параметров, отражающих её состояние, является полное электронное содержание (ПЭС), представляющее собой количество электронов в столбе единичного сечения вдоль траектории распространения радиосигнала [1]. Вариации ПЭС обусловлены изменениями концентрации электронов и могут вызываться различными природными и техногенными факторами, включая магнитные бури, землетрясения, запуски ракет и солнечные затмения [7].

В последние десятилетия для исследования ионосферы широко применяются глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС), такие как GPS и ГЛОНАСС, позволяющие эффективно анализировать пространственно-временные изменения её параметров [2]. Несмотря на достаточно хорошую изученность крупномасштабной структуры ионосферы, актуальной задачей остаётся исследование кратковременных возмущений, влияющих на космическую погоду и функционирование систем связи и навигации.

Солнечные затмения вызывают значительные изменения в ионосфере за счёт уменьшения поступающего солнечного излучения, что приводит к снижению уровня ионизации и уменьшению ПЭС, особенно на высотах 250–350 км.

Целью данной работы является исследование ионосферных эффектов солнечных затмений 14 октября 2023 года и 8 апреля 2024 года, а также построение карт вариаций ПЭС по данным ГНСС с использованием сети наземных приёмных станций.

Исследуемое событие

В течение года на Земле может происходить от двух до пяти солнечных затмений, причём не более двух из них бывают полными или

кольцеобразными. С начала XXI века неоднократно происходили значимые затмения, каждое из которых обладает собственной геометрией и потому представляет научный интерес, поскольку повторное наблюдение одного и того же затмения в том же месте возможно лишь через 200–300 лет.

Особый интерес для исследования ионосферы представляют затмения 14 октября 2023 года и 8 апреля 2024 года, так как их полная или кольцеобразная фаза проходила через районы с плотной сетью станций ГНСС, таким образом, данные события являются удобной основой для построения карт ионосферных возмущений и изучения изменений ПЭС по данным ГНСС-наблюдений.

Карты исследуемых событий

Для понимания взаимного положения станций и траектории пути тени Луны построена карта исследуемого события (рисунок 1).

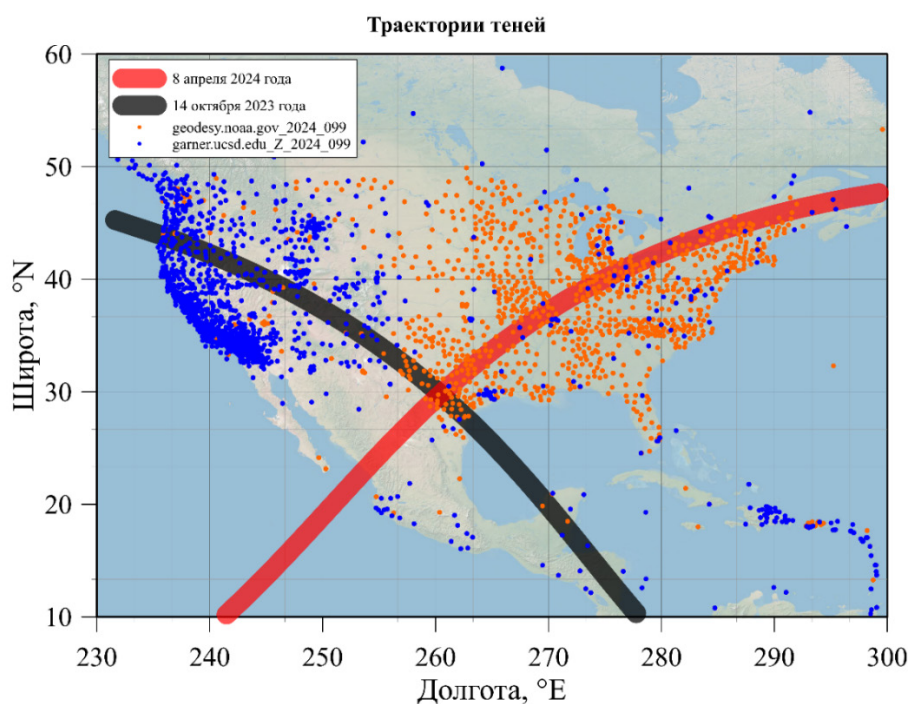


Рисунок 1. Карта положения наземных станций ГНСС в дни затмений

В нашей работе определялись вариации ПЭС по данным слежения за фазой двухчастотными наземными приёмниками. В связи с тем, что максимальная электронная концентрация, которая вносит основной вклад в ПЭС, располагается в слое F2, удобно рассматривать ионосферу как тонкий слой на высоте слоя F2. Поэтому для локализации возмущения мы использовали понятие ионосферная точка, которой называют точку пересечения максимума электронной концентрации ионосферы и луча, направленного от спутника до приёмника. В качестве высоты слоя F2 мы принимали высоту 300 км.[6]

При помощи комплекса программных продуктов для построения вариаций полного электронного содержания были созданы карты ионосферных точек в день солнечного затмения на территории Соединенных штатов Америки по данным наземных станций ГНСС, доступных для анализа по адресам: <ftp://garner.ucsd.edu/pub/rinex/> и <http://geodesy.noaa.gov/corsdata/rinex> [8].

Карты ионосферных точек

В результате обработки данных были получены вариации ПЭС, были обработаны данные 1679 станций для 14 октября 2023 года и 1687 станций для 8 апреля 2024 года. У каждой станции в среднем наблюдалось одновременно не менее 13 спутников. Каждые 30 секунд - измерение. Таким образом было обработано не менее 1235520 измерений.

При помощи программы для построения вариаций полного электронного содержания, были созданы карты ионосферных точек, в дни солнечных затмений на территории Соединенных штатов Америки для всех станций и спутников ГНСС, которые впоследствии фильтровались скользящим средним с окном 25 - 80 минут, были построены карты вариаций ПЭС (рисунки 2 и 3), по которым наглядно прослеживаются прохождение отрицательного возмущения вместе с тенью от Луны. За 30 минут до начала затмения (рисунок 2а), значительных возмущений не регистрируется.

В свою очередь, спустя 30 минут (рисунок 2б) начинает регистрироваться отрицательное возмущение вблизи западного побережья Северной Америки. Затем возмущение охватывает всю западную часть США и постепенно смещается в юго-восточном направлении (рисунки 2в-2г).

Следует сказать, что регистрируемое возмущение имело достаточно большую амплитуду (мы оценили её в единицы TECU), однако при фильтрации скользящим средним регистрируемая амплитуда снижается до величины порядка 1 TECU. Для более корректного анализа было бы целесообразно сравнить данные вариаций ПЭС по каждому лучу с аналогичными данными, которые были получены в предыдущий день (рисунок 7). Дело в том, что высота спутников GPS подобрана таким образом, чтобы повторять свою траекторию через сутки (период обращения спутника 11 часов 56 минут 4 секунды). При анализе этих карт было обнаружено, что перед началом затмения не регистрируются масштабные возмущения (рис. 3а). При этом, когда начинается солнечное затмение, то в определенных областях, близких к траектории лунной тени, регистрируются отрицательные возмущения, т.е. уменьшение числа электронов на лучах "спутник-приемник" (рис. 3б-в). Стоит отметить, что возмущения регистрируются не на всех лучах «спутник-приемник»,

проходящих через область обеднения. Для лучей некоторых спутников практически не регистрировались возмущения.

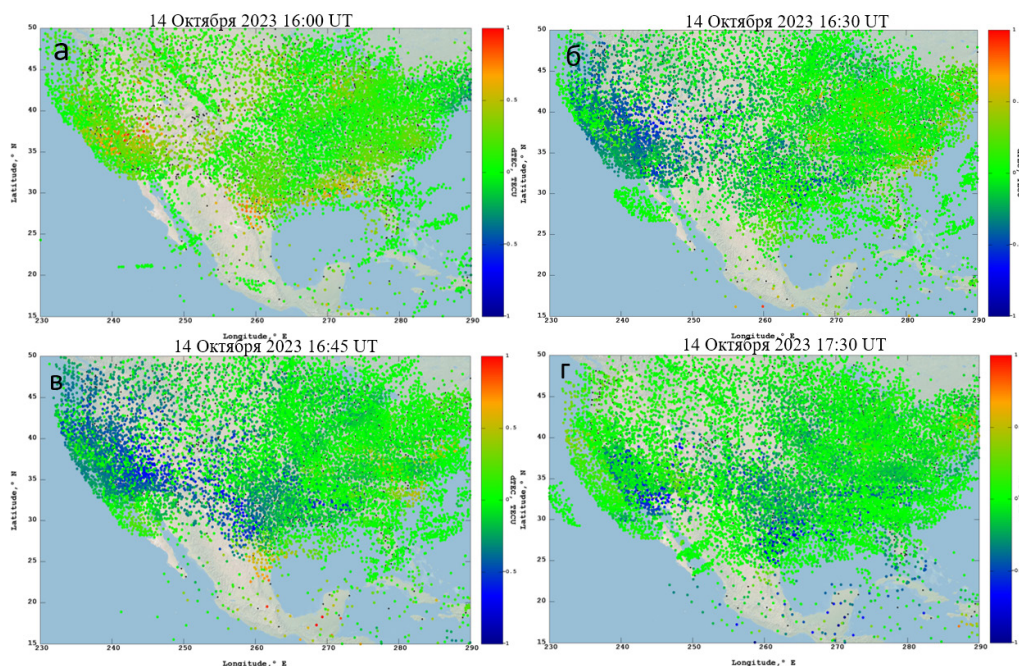


Рисунок 2. Карта ионосферных точек над Северной Америкой во время солнечного затмения 14 октября 2023 года для разных моментов времени.

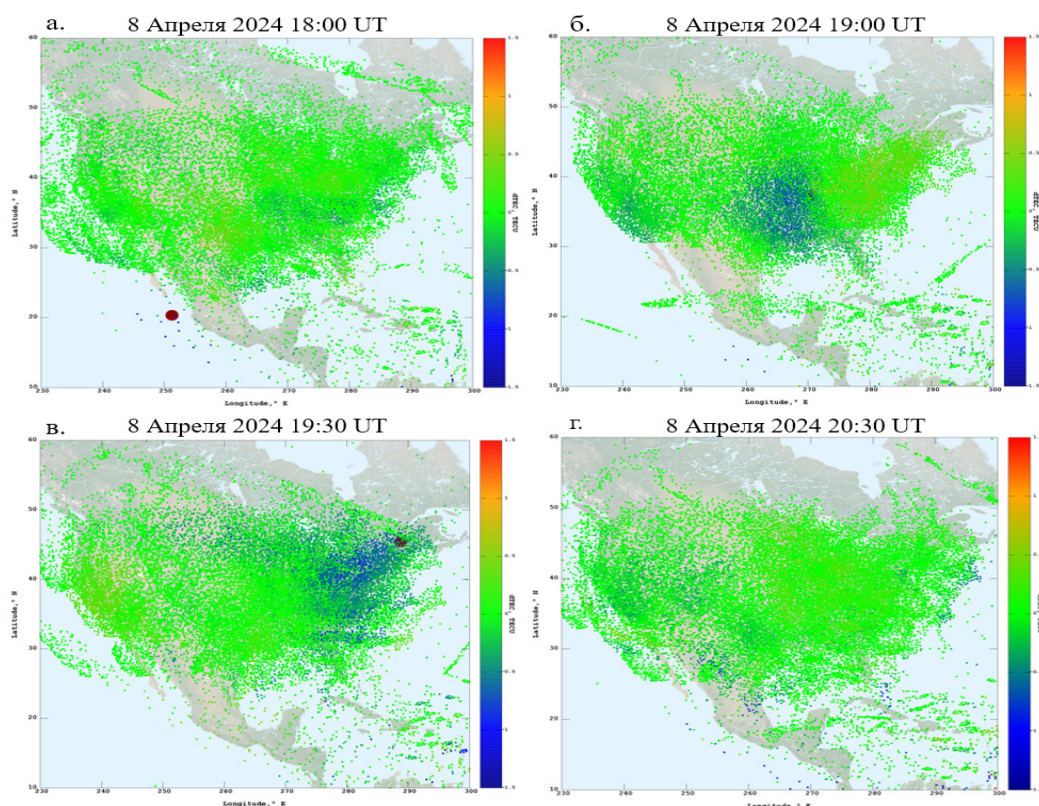


Рисунок 3. Карта ионосферных точек над Северной Америкой во время солнечного затмения 8 апреля 2024 года для разных моментов времени.

Цветом обозначен текущее отклонение вариаций ПЭС

Геомагнитная возмущённость

Для анализа геомагнитной активности в день эксперимента использовались следующие геомагнитные индексы: Kp, Dst, Ae [4,5].

Kp индекс – планетарный индекс, характеризующий глобальную возмущённость магнитного поля Земли в трехчасовом интервале времени.

Индекс Dst уменьшается с ростом интенсивности бури (от -50 до -100 нТл – умеренная буря, от -100 до -200 – сильная буря).

Ae индекс - отражает магнитную возмущенность в целом, независимо от места возникновения возмущения [4]. Как можно видеть (рисунки 4 и 5) затмения происходили в дни с очень незначительными возмущениями: Kp не превышал значения 3½, остальные индексы так же не демонстрировали значений, характерных для возмущений (рис. 4,5).

Графики ПЭС

На рис. 6 представлены исходные и отфильтрованные ряды ПЭС. Фильтрация проводилась для данных, полученных с 1 станции, для 5 разных спутников в диапазонах 40-120 (рис. 6а) и 25-80 (рис. 6б), которые находились в области отклика на солнечное затмение. На отфильтрованных данных, отчетливо можно наблюдать отрицательное возмущение в день солнечного затмения, по траектории его движения. Амплитуда отклика составляет 1 TECU. При этом в исходных данных ПЭС возмущение так же может быть обнаружено, но со значительно большей амплитудой (рис. 6в).

Таким же образом, были построены графики для солнечного затмения 8 апреля 2024 года (рис. 7). Данные были взяты для 1 станции и 1 спутника, за 1 день до затмения, в день затмения и на следующий день после затмения. Фильтрация производилась в диапазоне 25-80. Так же, значение ПЭС, было нанесено на карты, на которых прослеживается отрицательное возмущение в день солнечного затмения. За день до затмения и через день после затмения, как и предполагалось отрицательного возмущения не наблюдается, хотя отчётливо виден долговременный тренд.

Примечательно, что масштабное (как по пространству, так и по длительности и амплитуде) событие с трудом поддаётся выделению с помощью классической фильтрации скользящим средним в диапазоне периодов. Так, на рисунке 7 мы видим (средняя панель), что возмущение в день затмения (8 апреля) хорошо прослеживается в течение 2-3 часов после его начала. А в отфильтрованных данных (нижняя панель), это же возмущение имеет длительность порядка часа. При этом появляется псевдоположительная фаза, которая является эффектом процедуры фильтрации, а не геофизическим эффектом. Связано это с тем, что масштаб отрицательного возмущения от солнечного затмения сравним по параметрам (длительности, амплитуде, форме) с долговременным трендом, от которого как раз и избавляются с помощью фильтрации. Т.е. при обработке таким образом мы значительно уменьшаем амплитуду и

длительность возмущения. Более правильным было бы использовать сравнение с предыдущим и последующим днём. Этот подход будет более подходящим для работы с данными GPS, чем ГЛОНАСС, потому что спутники GPS, в отличие от ГЛОНАСС пролетают спустя сидерические (звёздные) вновь над одним и тем же местом[1].

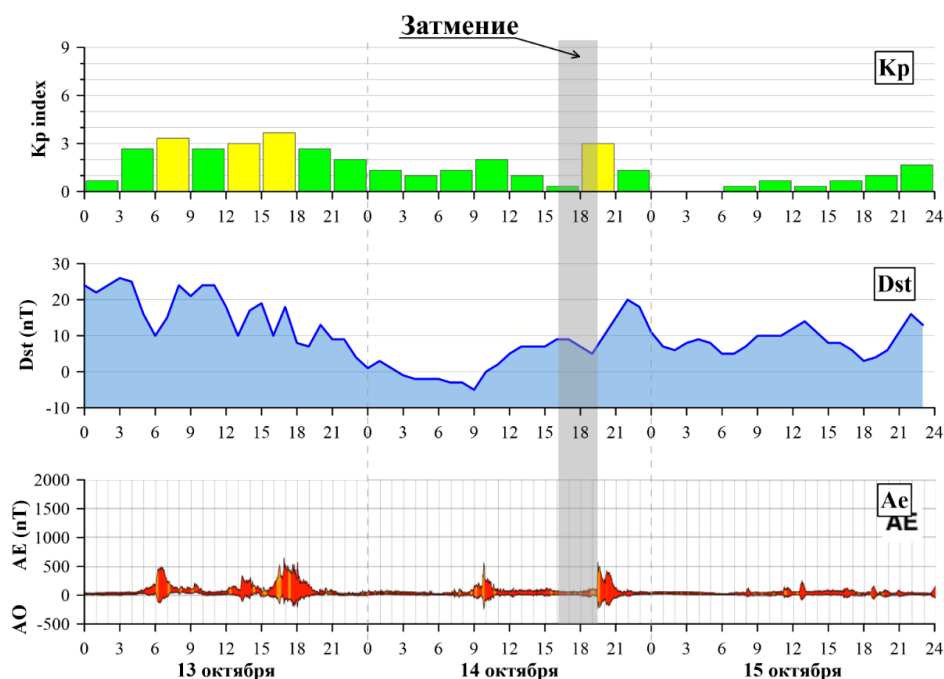


Рисунок 4. Графики геомагнитных индексов с 13 по 15 октября 2023 г

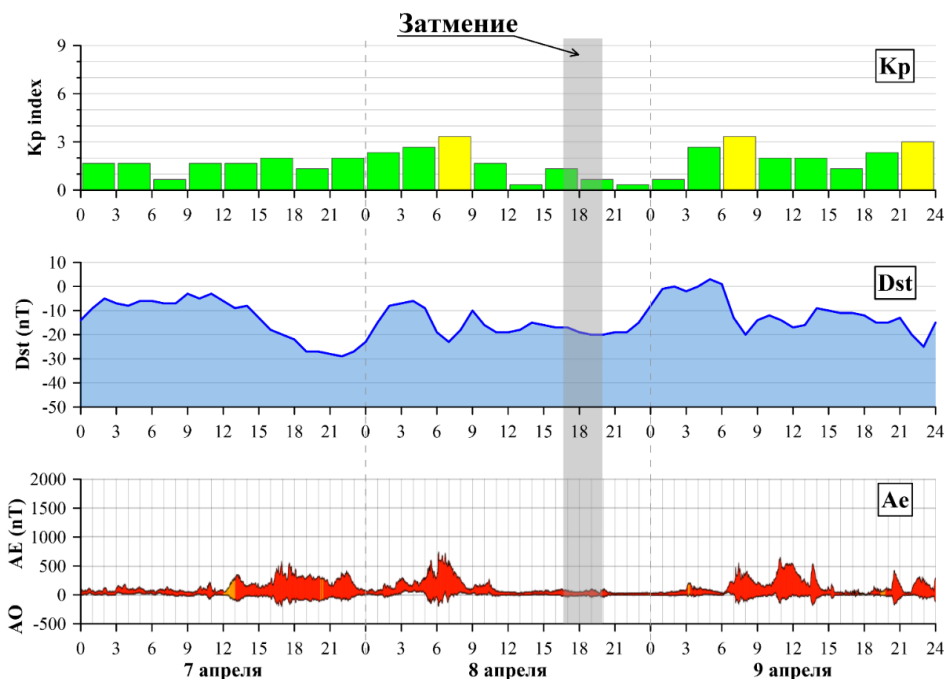


Рисунок 5. Графики геомагнитных индексов с 7 по 9 апреля 2024 г

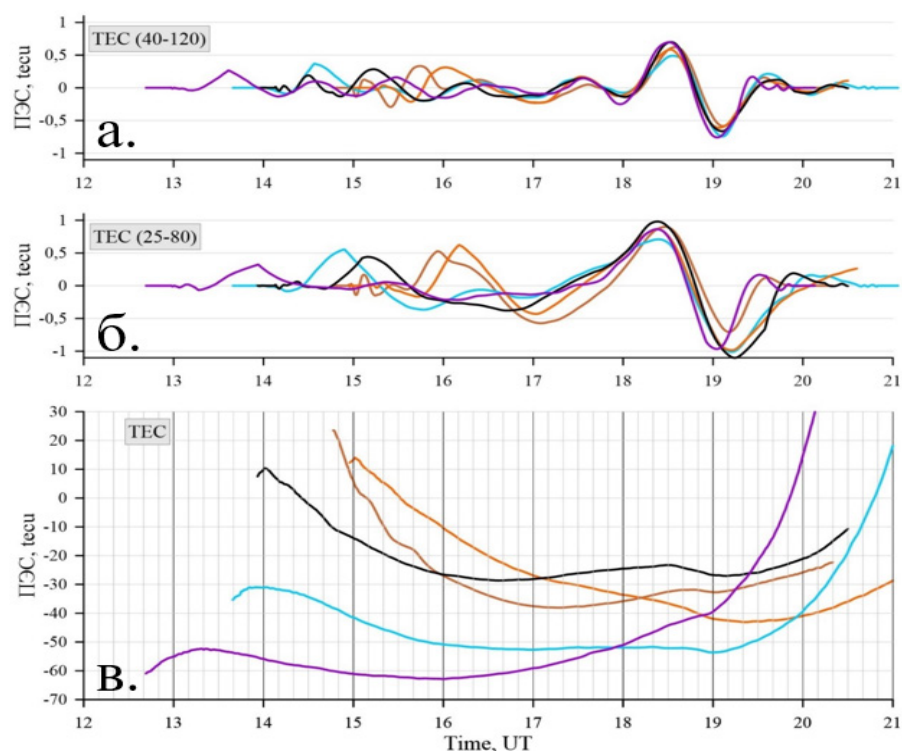


Рисунок 6. Графики ПЭС, полученных с 1 станции для 5 спутников 14 октября 2023 года, без фильтрации и с фильтрацией в 2-х диапазонах

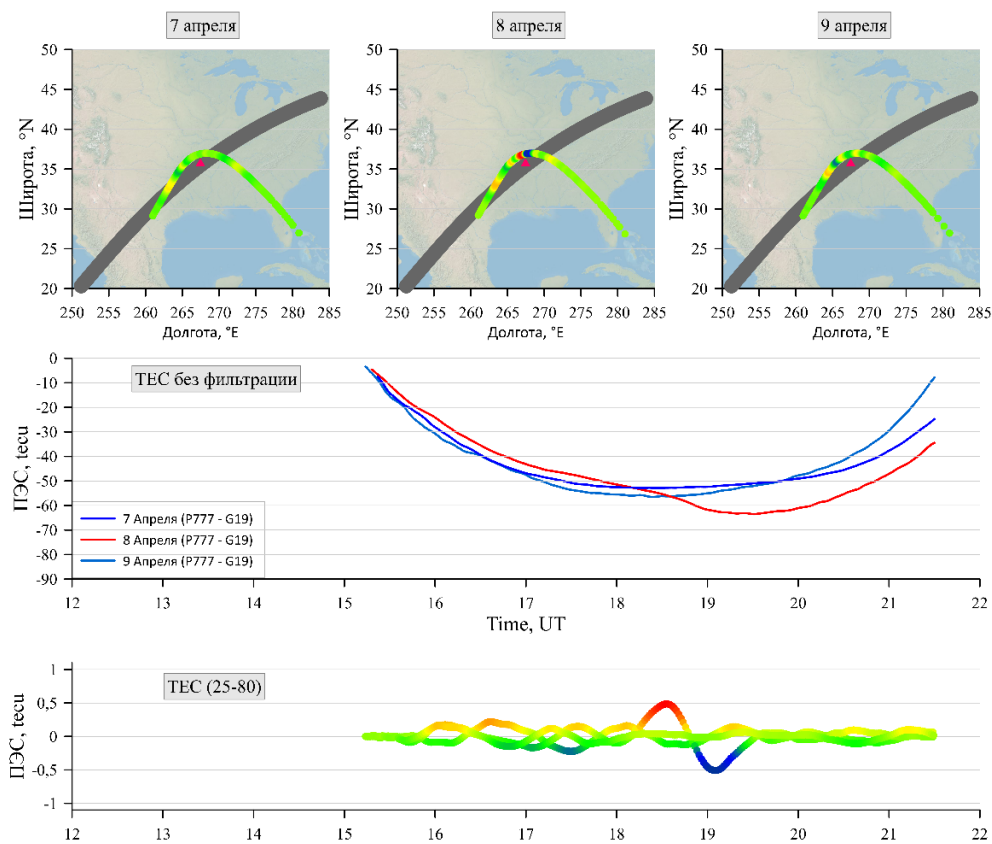


Рисунок 7. Графики и карты ПЭС, за день до солнечного затмения, в день солнечного затмения и через день после него

Заключение

По данным ГНСС приемников обнаружены отклики на солнечные затмения 14 октября 2023 г. и 8 апреля 2024 г. Во время прохождения тени луны отчетливо наблюдалось уменьшение ПЭС в среднем на 0,5 - 1 TECU по отфильтрованным данным.

Максимальное расстояние от тени Луны, на котором регистрировалось возмущение, составило порядка 1000-1500 км. Длительностью по времени 100-130 минут.

Для анализа параметров наблюдаемых эффектов гораздо более эффективным видится сравнение вариаций ПЭС в день затмения с аналогичными рядами в предыдущий и последующий дни. В таком сравнении можно легко наглядно продемонстрировать, что амплитуда возмущения составляет не 0,5 а более 10 TECU.

Анализ значений геомагнитных индексов, говорит о том, что все три геомагнитных индекса символизируют о слабом возмущении во время солнечного затмения (рисунки 4, 5).

В целом, регистрируемые эффекты затмения вполне соответствуют ожидаемым: отрицательное изменение ПЭС связано с уменьшением скорости ионизации, вследствие закрытия области от солнечного радиоизлучения [3].

Планируется провести анализ вариаций ПЭС с помощью сравнения рядов в день затмения с рядами на аналогичных лучах в предыдущий и последующий дни. Это должно привести к более точному и правильному определению параметров возмущения.

Список литературы

1. Афраймович, Э. Л. GPS-мониторинг верхней атмосферы Земли / Э.Л. Афраймович, Н.П. Перевалова. – Иркутск: Изд-во НЦ ВСНЦ СО РАН, 2006. – 480 с.
2. Отклик ионосферы на гелио- и геофизические возмущающие факторы по данным GPS: монография / Ю.В. Ясюкевич, И.К. Едемский, Н.П. Перевалова, А.С. Полякова. Иркутск: Изд-во ИГУ, 2013. – 259с. – (Солнечно-земная физика).
3. Исследования ионосферных возмущений методами GPS-радиозондирования в ИСЗФ СО РАН / Э. Л. Афраймович, Э. И. Астафьева, С. В. Воейков [и др.] // Солнечно-земная физика. – 2011. – № 18(131). – С. 24-39.
4. Геомагнитные индексы. Режим доступа URL: http://www.wdcb.ru/stp/geomag/geomagn_AE_AU_AL_A%D0%9E_ind.ru.html (дата обращения 05.05.2026)
5. Bartels, J. The standardized index Ks, and the planetary index Kp. Appendix B of IATME Bulletin No. 12b: Geomagnetic Indices K and C. IATME Bull., No. 12b, 1949. P. 97–120. DOI: 10.25577/xkjt-w404.
6. Ионосферные возмущения. Режим доступа URL: <https://kpfu.ru/> (дата обращения 27.04.2026)
7. Полное электронное содержание. Режим доступа URL: <https://cyberleninka.ru/> (дата обращения 14.03.2026)
8. Rinex файлы. Режим доступа URL: <https://files.igs.org/pub/data/format/rinex305.pdf> (Дата обращения 07.02.2026)

Азимутальная анизотропия ионосферных откликов на среднеширотные землетрясения по данным японской и новозеландской сетей станций ГНСС

Агеев Р.В., Ишин А.Б.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия

r.ageev2019@yandex.ru, ishin.artem@yandex.ru

Мощные среднеширотные землетрясения сопровождаются возмущениями ионосферы, регистрируемыми по данным полного электронного содержания (ПЭС), получаемым с использованием наземных сетей ГНСС. В работе представлены результаты анализа ионосферных откликов на землетрясения по данным японской и новозеландской сетей станций ГНСС.

Введение

Регистрация эффектов различных воздействий на ионосферу с помощью приемников глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) является одним из наиболее распространенных и доступных методов диагностики состояния околоземной космической среды. Развитие наземных сетей станций ГНСС и увеличение числа спутниковых группировок позволили детально исследовать параметры ионосферных возмущений, включая их амплитуды, направления и скорости распространения. Особый интерес представляют землетрясения, происходящие вблизи плотных сетей ГНСС, поскольку такие события дают возможность изучать пространственную структуру ионосферного отклика [1].

Известно, что процессы в литосфере сопровождаются возмущениями в ионосфере, которые могут регистрироваться по вариациям полного электронного содержания (ПЭС). При этом ионосфера выступает своеобразным индикатором распространения сейсмических возмущений [2]. Одним из наиболее интересных эффектов является азимутальная анизотропия ионосферных откликов, при которой возмущения распространяются преимущественно в отдельных направлениях относительно эпицентра землетрясения [3].

Исследуемые события

Для исследования азимутальной анизотропии ионосферных откликов были рассмотрены два сильных среднеширотных землетрясения, произошедших вблизи плотных сетей станций ГНСС в Новой Зеландии и Японии.

13 ноября 2016 года на территории Новой Зеландии произошло землетрясение магнитудой 7.8 с координатами эпицентра 42.737°S 173.054°E . Эпицентр основного толчка располагался практически в центре

региональной сети постоянно действующих станций ГНСС, что позволило исследовать пространственные особенности распространения ионосферных возмущений в различных азимутальных направлениях (рисунок 1). В течение суток также регистрировалась серия повторных толчков, включая события с магнитудой более 6 [4].

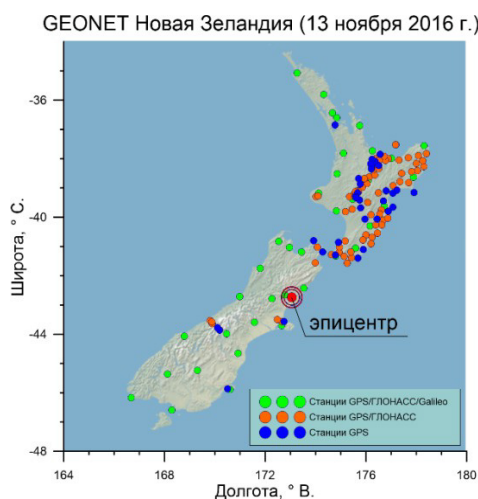


Рисунок 1. Расположение ГНСС станций на территории Новой Зеландии и эпицентр толчка

Вторым рассматриваемым событием стало землетрясение в районе полуострова Ното (Япония), произошедшее 1 января 2024 года в 07:10:09 UTC с магнитудой 7.5–7.6 и координатами эпицентра 37.487°N 137.271°E. Для анализа использовались данные одной из самых плотных в мире сетей станций ГНСС, включающей более 1300 приёмников. Особенность данного события заключалась в том, что эпицентр также находился вблизи центра сети наблюдений, что создало благоприятные условия для исследования азимутальной структуры ионосферного отклика (рисунок 2) [5].

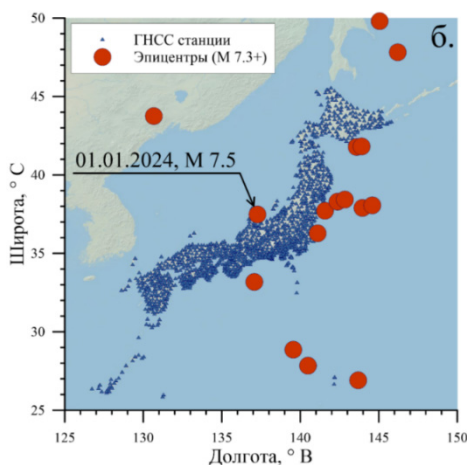


Рисунок 2. Взаимное расположения наземных постоянно действующих станций ГНСС и эпицентров землетрясений с магнитудой более 7.3, произошедших в 21 веке

Инструмент исследования ионосферного отклика

Для анализа ионосферных возмущений использовались данные наземных станций ГНСС японской и новозеландской сетей. Приёмники регистрировали сигналы спутников GPS, ГЛОНАСС и Galileo с частотой в 30 секунд. Обработке подвергались данные всех действующих станций и всех доступных лучей спутник–приёмник.

Одной из основных характеристик состояния ионосферы является полное электронное содержание (ПЭС, TEC) – количество свободных электронов на пути распространения сигнала от спутника до приёмника. ПЭС определялось по фазовым измерениям на двух несущих частотах ГНСС.

Определение ПЭС происходит по фазовым измерениям на двух частотах [6].

$$I_p = \frac{1}{40.308} \frac{f_1^2 f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} [(P_2 - P_1) + \sigma P + \delta P] \quad (1)$$

Поскольку ПЭС является интегральной величиной, для пространственного анализа использовалась модель тонкой ионосферы на высоте 300 км, соответствующей области максимума электронной концентрации слоя F2. Точка пересечения луча спутник–приёмник с этой модельной поверхностью рассматривалась как ионосферная точка.

Полученные временные ряды ПЭС содержат долговременные тренды, связанные с движением спутников и изменением геометрии распространения сигнала. Для выделения возмущений, обусловленных землетрясениями, данные фильтровались методом скользящего среднего в диапазоне периодов 2–10 минут. В результате были получены ряды вариаций ПЭС, по которым определялись пространственные и временные особенности распространения ионосферных возмущений. Для визуализации результатов координаты ионосферных точек наносились на карту, а цвет соответствовал текущему значению отфильтрованных вариаций ПЭС.

Карты вариаций ПЭС

В результате обработки данных были получены временные ряды вариаций ПЭС для всех станций и всех видимых спутников. Для каждого момента времени значения отфильтрованных вариаций ПЭС сопоставлялись с координатами соответствующих ионосферных точек, что позволило построить последовательности карт и проследить развитие ионосферного отклика в динамике.

Для землетрясения в Новой Зеландии 13 ноября 2016 года первые признаки ионосферного возмущения были зарегистрированы спустя примерно 10 минут после основного толчка. Через 13–16 минут наблюдался

выраженный волновой фронт, состоящий из положительной и отрицательной полуволн, распространявшийся от эпицентра преимущественно в северо-северо-восточном направлении (рисунок 3). Амплитуда вариаций ПЭС достигала 0.2–0.7 TECU (рисунок 7).

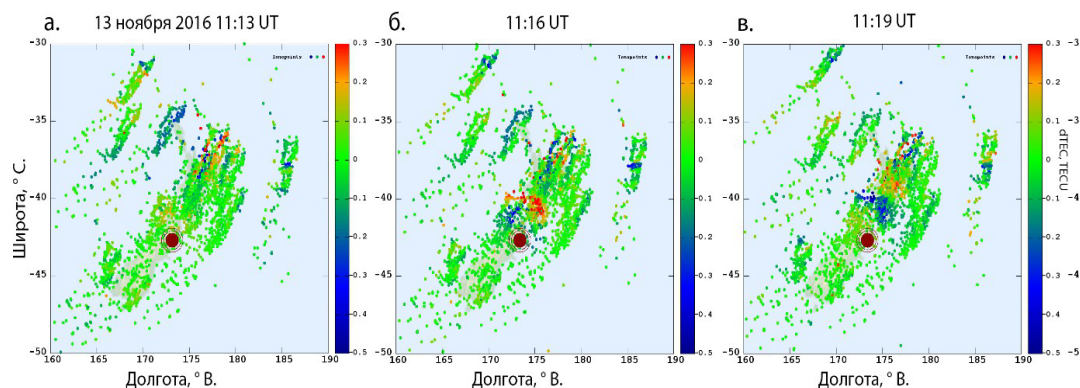


Рисунок 3. Расположение ионосферных точек для всех станций спустя 10, 13 и 16 мин после толчка (а, б и в соответственно). Цветом ионосферной точки обозначено текущее значение отфильтрованных вариаций ПЭС

Было установлено, что максимальная амплитуда вариаций ПЭС регистрировалась для станций, расположенных северо-восточнее области возмущения. Для станций, находившихся непосредственно под областью распространения волны, амплитуда была меньше, а минимальные значения наблюдались для станций, расположенных юго-западнее области возмущения, то есть ближе к эпицентру землетрясения (рисунок 4).

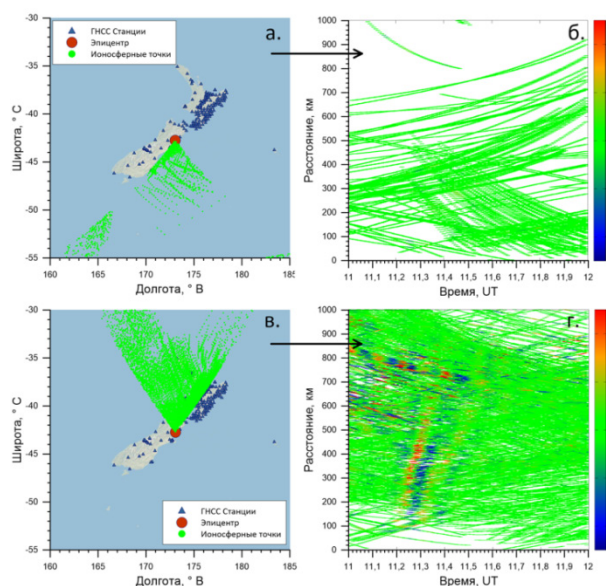


Рисунок 4. Диаграммы дальность-время (панели б, г) и соответствующее положение ионосферных точек (панели а, в)

Для землетрясения в Японии 1 января 2024 года развитие ионосферного отклика происходило преимущественно в южном направлении. На картах вариаций ПЭС наблюдалась последовательность положительной и отрицательной полуволн с амплитудой порядка 0.35 TECU (рисунок 8). При этом аналогичные возмущения в северном секторе практически отсутствовали, что свидетельствует о выраженной азимутальной анизотропии распространения ионосферного отклика. Для нашего события были построены последовательности карт ионосферных точек. Как мы можем видеть, развитие ионосферного отклика происходит в южном направлении в виде положительной и отрицательной полуволны (рисунок 5, панели б, в).

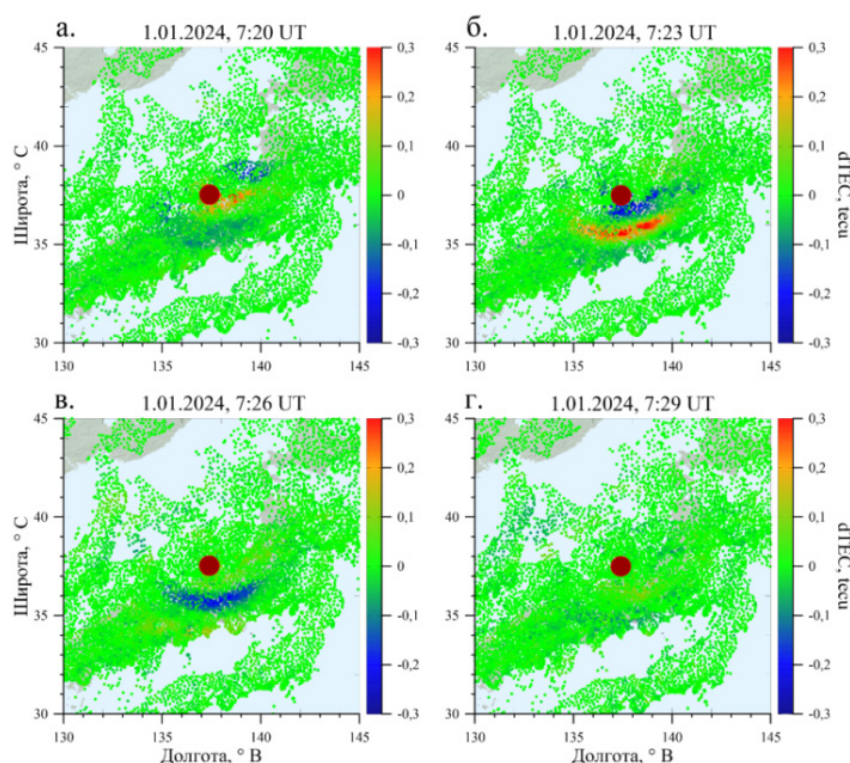


Рисунок 5. Положение ионосферных точек спустя 10, 13, 16 и 19 минут после основного толчка землетрясения. Цветом ионосферной точки обозначено текущее значение отфильтрованных вариаций ПЭС

В первую очередь обращает на себя внимание выраженная азимутальная анизотропия ионосферных возмущений для обоих рассмотренных среднеширотных землетрясений – в Новой Зеландии 13 ноября 2016 года и в Японском море 1 января 2024 года (рисунок 6). Несмотря на различие географических условий и параметров событий, в обоих случаях распространение ионосферного отклика происходило преимущественно в одном направлении относительно эпицентра, тогда как в противоположных азимутальных секторах возмущения были существенно слабее либо практически отсутствовали.

Для новозеландского события основное направление распространения ионосферного отклика соответствует северо-восточному сектору относительно эпицентра. Возмущения регистрировались в виде выраженной N-волны с амплитудой до 0.7 TECU и длительностью около 8 минут. При этом в юго-западном направлении, несмотря на близость станций к области источника, амплитуда отклика была минимальной.

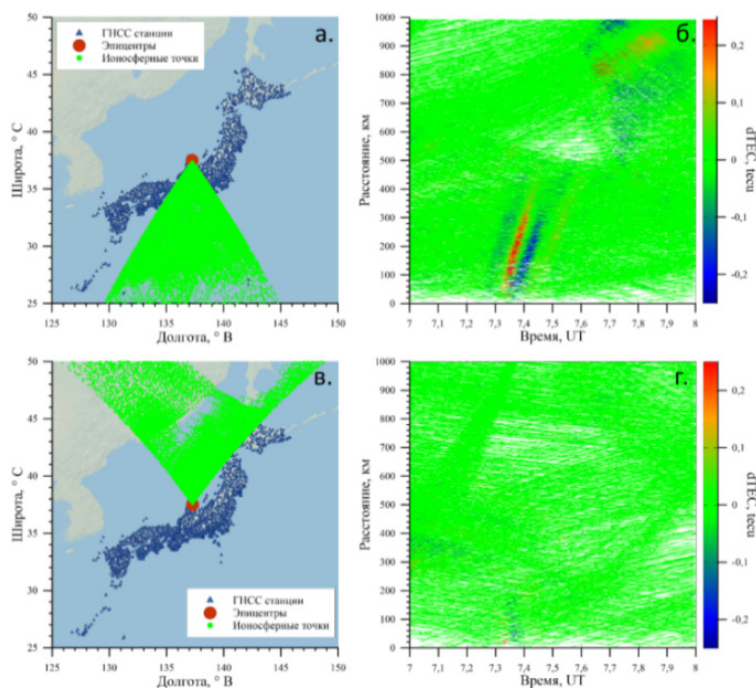


Рисунок 6. Диаграммы дальность-время (панели б, г) и соответствующее положение ионосферных точек (панели а, в)

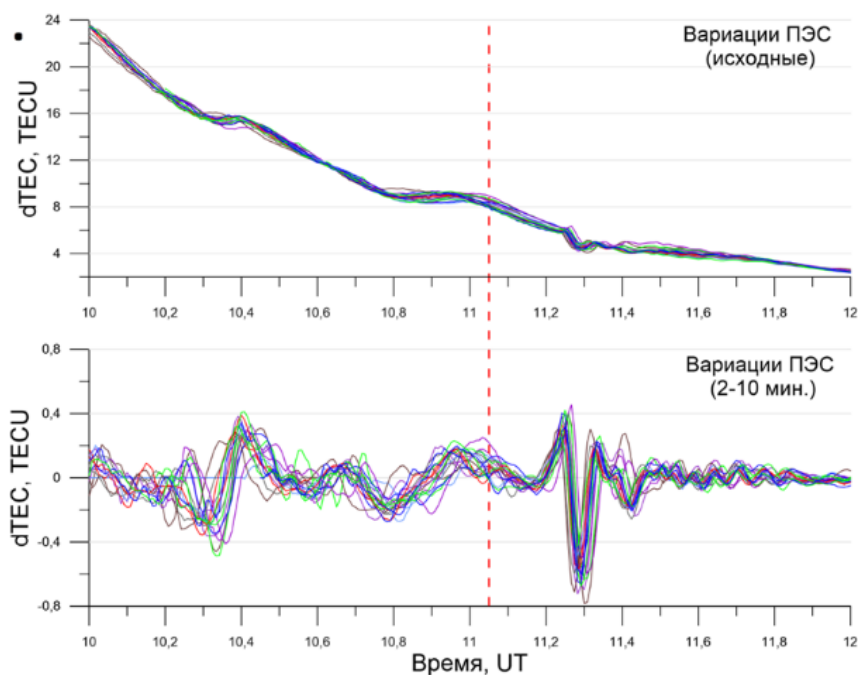


Рисунок 7. Исходные и отфильтрованные ряды ПЭС для Новой Зеландии

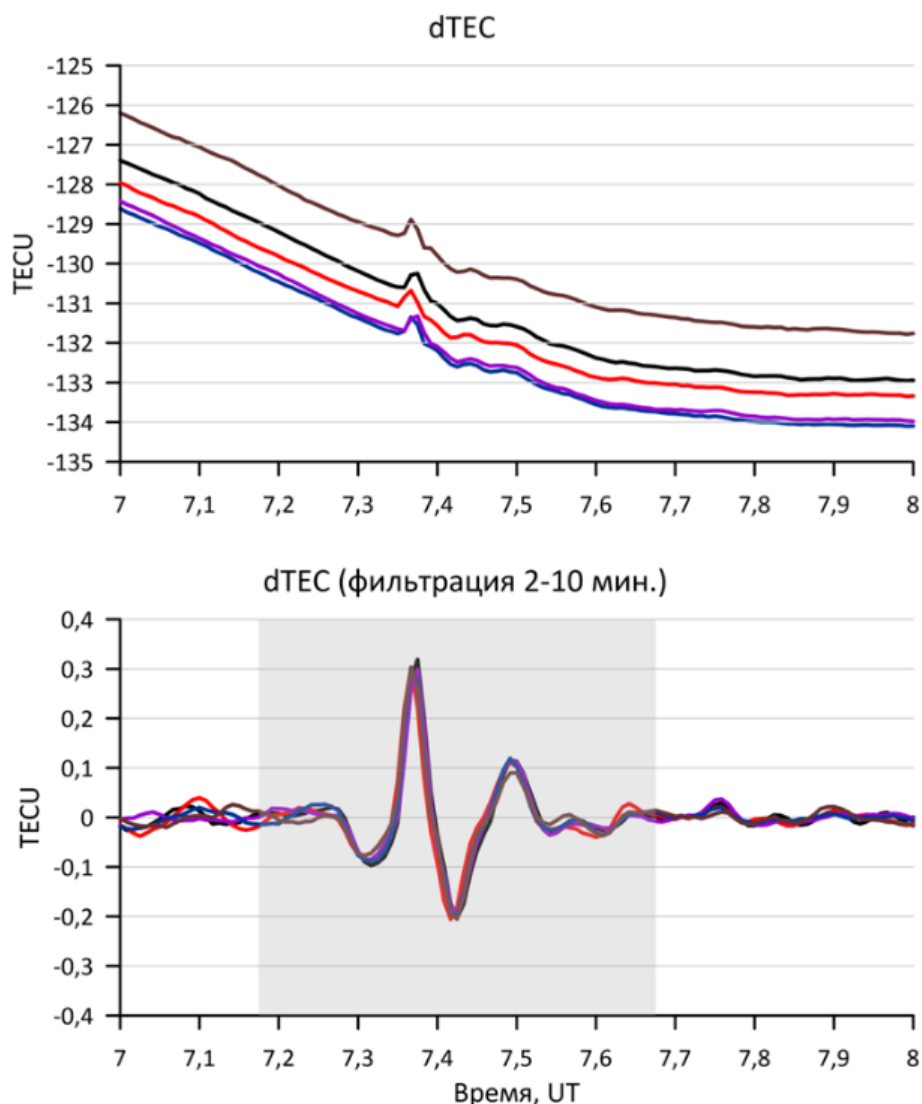


Рисунок 8. Исходные и отфильтрованные ряды ПЭС для Японии

Для японского землетрясения, напротив, преобладающее распространение возмущений наблюдалось в южном направлении. Основной фронт возмущения регистрировался спустя 10 минут после толчка и распространялся на расстояния до 450–500 км со скоростью порядка 550 м/с. В северном секторе аналогичный отклик практически не наблюдался, за исключением слабых возмущений вблизи эпицентра.

Выявленная анизотропия свидетельствует о существенном влиянии геомагнитного поля на процессы распространения и регистрации перемещающихся ионосферных возмущений. В качественном приближении данный эффект может быть объяснен тем, что атмосферная волна, возникающая после землетрясения и достигающая ионосферных высот, взаимодействует с ионосферной плазмой, движение которой ограничивается магнитно-силовыми линиями Земли. В результате распространение возмущения вдоль направления, близкого к ориентации магнитного поля, сопровождается более эффективным переносом

заряженной компоненты и формированием заметных вариаций полного электронного содержания.

Заключение

В ходе выполненного исследования проведён анализ вариаций полного электронного содержания (ПЭС) по данным наземных сетей ГНСС Японии (GEONET) и Новой Зеландии для двух среднеширотных землетрясений.

Для события 1 января 2024 года в Японии на основе фазовых измерений по сигналам ГНСС были рассчитаны вариации ПЭС, которые затем фильтровались в диапазоне 2–10 минут для удаления долговременных трендов. По полученным данным строились карты ионосферных точек на высоте условной тонкой ионосферы 300 км. Анализ показал, что ионосферная волна появляется примерно через 10 минут после землетрясения и наблюдается около 40 минут. Основное распространение возмущения происходит в южном направлении, при этом в северном секторе отклик выражен значительно слабее. Амплитуда возмущения составляет около 0.35 TECU.

Для землетрясения 13 ноября 2016 года в Новой Зеландии по данным ПЭС установлено формирование ионосферных возмущений в виде N-волны длительностью около 8 минут. Максимальная активность наблюдалась в северном и северо-восточном азимутальных секторах, где амплитуда достигала 0.2–0.7 TECU, тогда как в остальных направлениях возмущения практически отсутствовали.

Список литературы

1. Сергеева Н.Г. Сильные землетрясения и их влияние на полярную нижнюю ионосферу / Сергеева Нелли Геннадьевна, Оглоблина Ольга Фёдоровна, Черняков Сергей Михайлович // Вестник МГТУ. 2009. №2. С. 328–337.
2. С.А. Пулинец. Комплексная модель связи литосфера-атмосфера-ионосфера / С.А. Пулинец. // Институт земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн им. Н.В. Пушкова РАН (ИЗМИРАН) – С. 344–349.
3. ГНСС станции. Режим доступа URL: <https://earth-planetsspace.springeropen.com/articles/10.1186/s40623-023-01787-7> (Дата обращения 04.05.2026)
4. Землетрясение в Новой Зеландии 2016 года. Режим доступа URL: <https://earthquakelist.org/new-zealand#earthquake-291240> (дата обращения 02.05.2026)
5. Землетрясение в Японии 2024 года. Режим доступа URL: <https://www.geeksforgeeks.org/japan-earthquake-2024-causes-death-and-impact/> (дата обращения 02.05.2026)
6. Афраймович Э.Л. GPS-мониторинг верхней атмосферы Земли / Э.Л. Афраймович, Н.П. Перевалова – Иркутск: Изд-во ГУ НЦ РВХ ВСНЦ СО РАМН. 2006. – 480 с.

Электростатические колебания ионного и разрядного токов в плазме холловского ускорителя

Ригин А.В., Строкин Н.А.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия

strokin85@inbox.ru, arseniy.rigin@mail.ru;

Проведена одновременная регистрация колебаний ионного и разрядного токов в плазме трех газов в диапазоне частот 20 кГц – 40 МГц. Наибольшие амплитуды колебаний наблюдаются в виде кластеров для ионных колебаний с частотами $4 \leq f \leq 30$ MHz и для колебаний разрядного тока – $20 \text{ kHz} \leq f \leq 7,5$ MHz. Генерация кластеров пороговая: амплитуда колебаний растет более чем на порядок при изменении внешних параметров на 10–15%. Кластеры возникают не с шумового уровня, а с уже существующего стационарного уровня колебаний, с последующим затуханием до того же уровня.

Введение

Причинам возникновения электростатических колебаний в диапазоне от нескольких кГц до ~400 МГц в плазме с $E \times B$ полями посвящены, в частности, обзоры теоретических исследований [1–5].

В эксперименте [6] в плазме стационарного плазменного двигателя (СПД; плазмообразующий газ аргон) измерялись колебания потенциала плавающих зондов. В области с положительным градиентом магнитного поля амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) была спадающей. В работе [7] в СПД (ксенон) регистрировали колебания с частотами до 400 МГц. Уменьшение напряженности магнитного поля с 260 до 100 Э сдвигало верхнюю частоту с 400 до ~80 МГц. Рост магнитного поля, разрядного напряжения и расхода газа (рабочего давления) увеличивали амплитуду колебаний. Вдоль разрядного промежутка АЧХ были немонотонными. Авторы работы [8] с помощью зондов в режиме ионного тока насыщения (0–50 МГц) в факеле СПД показали, что осцилляции с кратными частотами являются азимутальными. Частота основной моды уменьшалась на 30% при росте индукции магнитного поля на 33%; рост разрядного напряжения на 50% увеличивал частоту колебаний на 15%. В работах [4,9] в ближнем факеле СПД (криптон) методом томсоновского рассеяния измерены флуктуации электронной плотности вдоль ионного пучка ($2,5 \cdot 10^6$ – $2,5 \cdot 10^7$ Гц) и азимутальная волна ($2,5 \cdot 10^6$ – $6 \cdot 10^6$ Гц). В [10] в СПД (ксенон) зондами в режиме ионного тока насыщения получены спадающие спектры мощности флуктуаций (10 кГц – 50 МГц) плотности. Для колебаний разрядного тока I_d на частоте ~10 кГц наблюдалось увеличение уровня спектра мощности примерно на порядок.

Таким образом, эксперименты [4,6–8,9,10] дали фрагментарную картину колебаний в однокомпонентной плазме СПД. Все наблюдали

монотонный спад амплитуды АЧХ с ростом частоты; на АЧХ тонкой структуры спектров не выявлено.

В представляемой работе проведена одновременная регистрация колебаний ионного и разрядного токов на трёх газах (Ne, Ar, Kr) в диапазоне 20 кГц – 40 МГц. Основное внимание измерений – на вид, форму колебаний, связь между колебаниями тока ионов и разрядного тока, наличие пороговых режимов по магнитному полю B_{rA} , разрядному напряжению U_d и рабочему давлению.

1. Установка и диагностика

Плазма самостоятельного аномального тлеющего $E \times B$ разряда генерировалась в плазменном ускорителе с замкнутым дрейфом электронов (УЗДП) – холловском плазменном ускорителе (ПУ). Параметр Холла $\beta = \omega_{ce} \cdot \tau_{e0} \approx 6 \cdot 10^3 \gg 1$ при типичных $B = 0,2$ Тл, давлении газа $P = 10^{-4}$ Торр и энергии электронов $W_e = 16$ эВ (ω_{ce} – электронная циклотронная частота; τ_{e0} – время между столкновениями электронов с нейтралами). Электроны замагничены; ионы незамагничены – их ларморовский радиус не менее чем в 10 раз превышает длину разрядного промежутка Δ . Короткий кольцевой разрядный канал ограничен металлическими стенками, находящимися под плавающим потенциалом. Такая конструкция УЗДП традиционно называется «Ускоритель с Анодным Слоем» (УАС) [11,12]. В разрядном промежутке УАС есть небольшой прикатодный скачок потенциала $\Delta U_c \leq 0,15 U_d$. Далее к аноду расположен плазменный слой (ПС) с медленно растущим потенциалом, где рождаются ионы с энергией от $\sim 0,3eU_d$ до $0,7eU_d$ (рисунок 1).

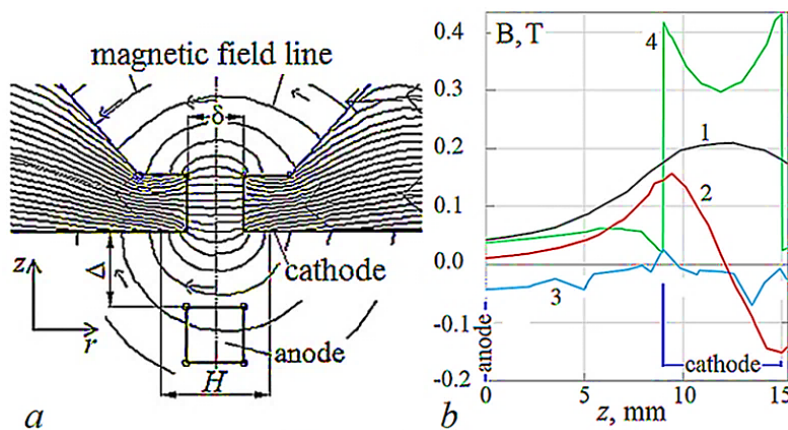


Рисунок 1. (a): фрагмент конструкции РА: $\delta = 6$ мм; $\Delta \approx 10$ мм; $H \approx 14$ мм – область эмиссии электронов с поверхности катода. (b): распределение компонент магнитного поля в разрядном промежутке: кривая 1 – $B_r = f(z)$ на оси разрядного промежутка ($r = 90$ мм); 2 – B_r на $r = 86$ мм; 3 – B_z (умножено на 10) на $r = 90$ мм; 4 – B_z на $r = 86$ мм

Возмущения разрядного тока регистрировались по производной разрядного тока с помощью экранированного индукционного датчика.

Переменная составляющая ионного тока формировалась как сигнал с коллектора анализатора с задерживающим потенциалом (ЭЗП) через разделительный трансформатор (на сетках ЭЗП: разделительная – 0 В, анализирующая –20 В). Сигналы регистрировались одновременно на двух каналах осциллографа (развёртка 100 мкс/дел или 2,5 мкс/дел).

2. Изменяется магнитное поле

«Магнитное управление» $E \times B$ разрядом начинается с зажигания [13]. При $U_d = 1100$ В наибольшей индукции зажигания $B_{igNe} = B_{rA} \geq 0,02$ Тл требует неон (потенциал ионизации неона $\varphi_{Ne} \approx 21,47$ эВ). На криптоне ($\varphi_{Kr} \approx 14$ эВ) разряд зажигается при $B_{igKr} \leq 0,016$ Тл. В докладе приведены данные для $B_{rA} \geq 0,04$ Тл, когда разряд сразу переходит в режим «Glow discharge II» [13]. Предварительные результаты для неона изложены в [14].

Параметрические зависимости колебаний соотносились с изменением тока разряда. На рисунке 2 максимальному I_d соответствует $B_{rA} = 0,034$ Тл (при этом на катоде $B_{rK} \approx 0,143$ Тл). При росте B_{rA} с 0,034 до 0,049 Тл I_d падает в 1,7 раза, уровень АЧХ производной I_d на частоте 200 кГц падает в 72 раза. Амплитуда АЧХ ионного тока на $f = 19$ МГц падает в 4,4 раза. На ионном сигнале появляются двойные всплески.

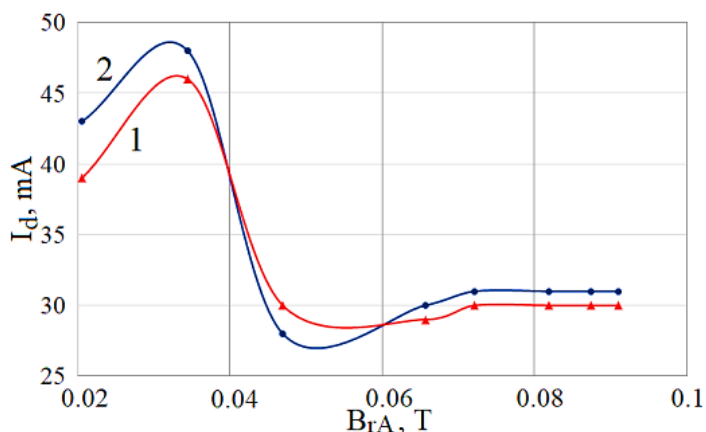


Рисунок 2. Зависимость тока разряда от магнитного поля: 1, 2 – аргон, $P = 11,4 \cdot 10^{-6}$ Торр ($q = 16$ см³/мин); $U_d = 1100$ В

Колебания ионного и разрядного токов сосуществуют в разных диапазонах частот (рисунок 3): разрядный ток не имеет колебаний выше ~5,2 МГц, ионы – ниже 4 МГц.

Обнаружен пороговый эффект: увеличение B_{rA} с 0,066 Т до 0,072 Т (на 9%) приводило к росту уровня колебаний разрядного тока на частотах ~150–200 кГц примерно в 40 раз (рисунок 3).

Этот пороговый переход сопровождается ростом (~ в 5 раз) и амплитуды АЧХ ионного тока в кластерах на частотах 4,6; 9–10,5 и 19 МГц.

Дальнейший рост поля на 14% ($0,072 \rightarrow 0,082$ Т) для неона приводит к появлению в разрядном токе колебаний большой амплитуды на 200 и 438 кГц, а в ионном токе практически исчезает пик на 4,65 МГц.

В диапазоне 3,75–7,5 МГц колебания разрядного тока заметной амплитуды наблюдаются только на неоне (газе с минимальной массой и максимальным потенциалом ионизации). Ионный ток имеет кластерный характер – это «пучки» частот с полушириной ~ 1 МГц (рисунок 4). Возбуждение колебаний происходит, по-видимому, при зажигании разряда. Наблюдаются двойные всплески с периодом следования $T_1 \leq 2 \cdot 10^{-6}$ с; внутри всплеска период колебаний $T_2 \geq 5 \cdot 10^{-8}$ с. Это не модуляция ВЧ сигнала низкочастотным, а режим «раскачка–затухание» ВЧ колебаний.

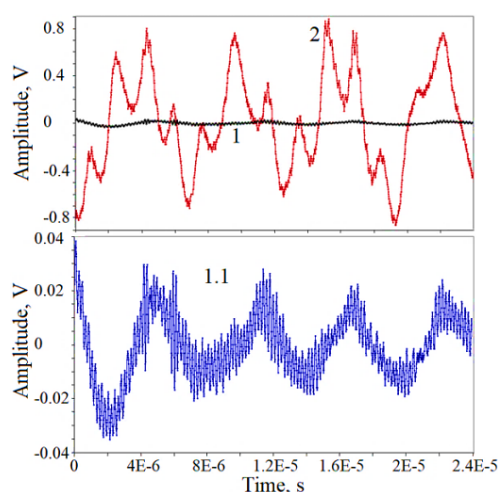


Рисунок 3. Изменение сигнала с датчика разрядного тока: Kr; $q = 7$ см³/мин; $U_d = 1100$ В; 1 – $B_{rA} = 0,066$ Тл; 2 – 0,072 Тл; 1.1 – 0,066 Тл (кривая 1 в другом масштабе)

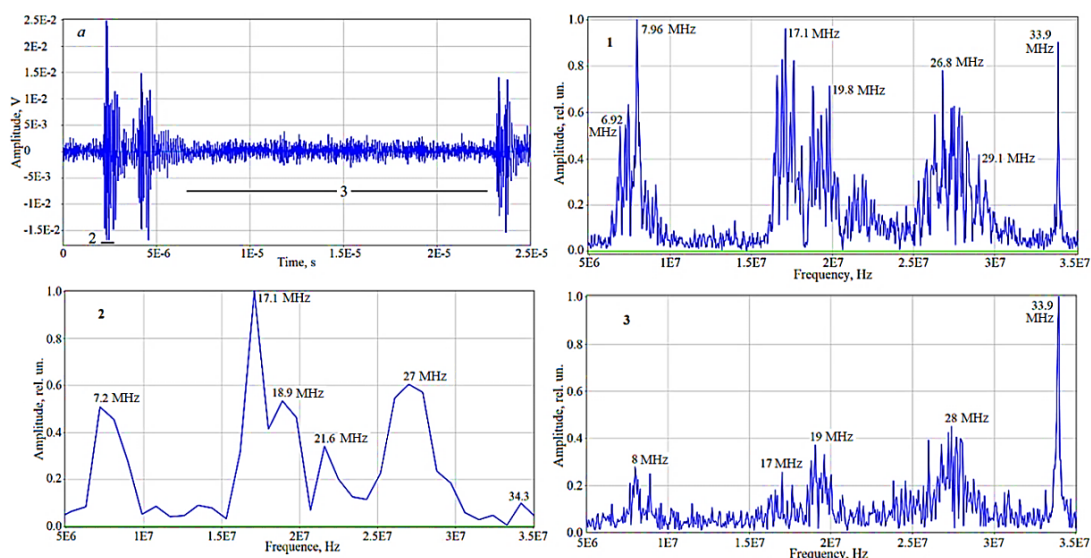


Рисунок 4. Осциллограмма ионного сигнала (a); АЧХ, построенные для сигнала на всем временном промежутке (1) и его фрагментов во времени (2, 3); аргон; $q = 16$ см³/мин; $U_d = 1100$ В; $B_{rA} = 0,066$ Тл

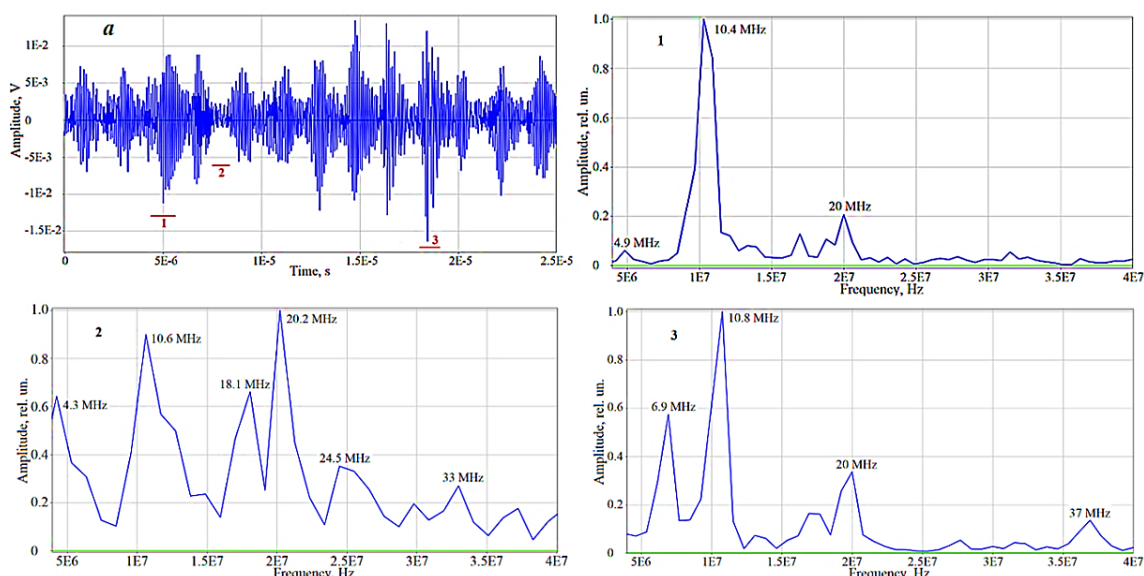


Рисунок 5. Осциллограмма ионного сигнала (а); АЧХ, построенные для фрагментов сигнала (1–3); криптон; $q = 7 \text{ см}^3/\text{мин}$; $U_d = 1100 \text{ В}$; $B_{rA} = 0,034 \text{ Тл}$

3. Изменяется рабочее давление

У аргона и криптона рабочий диапазон по скорости напуска q уже, чем у неона, из-за перехода в дуговой режим при высоких q . Структура АЧХ разрядного тока (рисунок 6, $I_d \approx 21 \text{ мА}$, $U_d = 1100 \text{ В}$, $B_{rA} = 0,047 \text{ Тл}$) такая: низкочастотная часть (160–500 кГц) из 1–2 кластеров и высокочастотная (4–7,5 МГц). На неоне все частоты есть уже при минимальных q ; на аргоне и криптоне при этом – только пик на $\sim 195 \text{ кГц}$. Рост q приводит сначала к появлению второго низкочастотного кластера, а затем – высокочастотного с $f_{\max} \approx 160\text{--}200 \text{ кГц}$ для всех газов. Наряду с плавным ростом амплитуды при увеличении q , наблюдаются скачки уровня АЧХ в 2–3 раза для Ar и Kr, и до 50 раз – для Ne.

Колебания ионного тока (диапазон 1–20 МГц, $f_{\max} \approx 18\text{--}20 \text{ МГц}$) на неоне уже при минимальных q содержат кластеры на частотах 4,2; 6,9; 10,8; 17; 19,5 МГц и пики на 11,8 и 18 МГц. На Ar и Kr при минимальных q – только узкие всплески большой амплитуды. При $q = 9 \text{ см}^3/\text{мин}$ (Ar) и $q = 4 \text{ см}^3/\text{мин}$ (Kr) – переход к кластерной генерации с активным ростом уровня колебаний. На аргоне зафиксирован резкий рост амплитуды АЧХ в 6,6 раза на $\sim 10,9 \text{ МГц}$. Дальнейший рост q приводит к появлению новых кластеров на 4,6 и 8,9 МГц (Ar) и на $f = 20 \text{ МГц}$ (Kr). Уровни спектральной плотности мощности ионного тока за $\Delta t = 25 \text{ мкс}$ (рисунок 6 а–с) для Ne и Ar – примерно одинаковые; для Kr – на порядок выше. Энергия в ионных колебаниях: $E_{\text{Ne}} \approx 6,2 \cdot 10^{-7} \text{ Дж}$, $E_{\text{Ar}} \approx 7,1 \cdot 10^{-7} \text{ Дж}$, $E_{\text{Kr}} \approx 8,38 \cdot 10^{-7} \text{ Дж}$ ($E_{\text{Ne}} = 0,074 \cdot E_{\text{Kr}}$, $E_{\text{Ar}} = 0,085 \cdot E_{\text{Kr}}$). При фиксированном $f_{\max}$ период повторения всплесков ионных колебаний у Kr много меньше, чем у Ar и Ne (рисунок 6 d–f). Время раскачки колебаний (нарастания от минимума до максимума во всплеске) для Kr: $\tau_{\text{Kr}} \approx 5,8 \cdot 10^{-7} \text{ с}$. Время «восстановления» уровня

колебаний к исходному минимально для Kr. С ростом рабочего давления высокочастотные колебания разрядного тока у Ne сдвигаются вниз на ~ 760 кГц (рисунок 7); аналогичный сдвиг для ионного тока (5–20 МГц) достигает $\sim 2,24$ МГц.

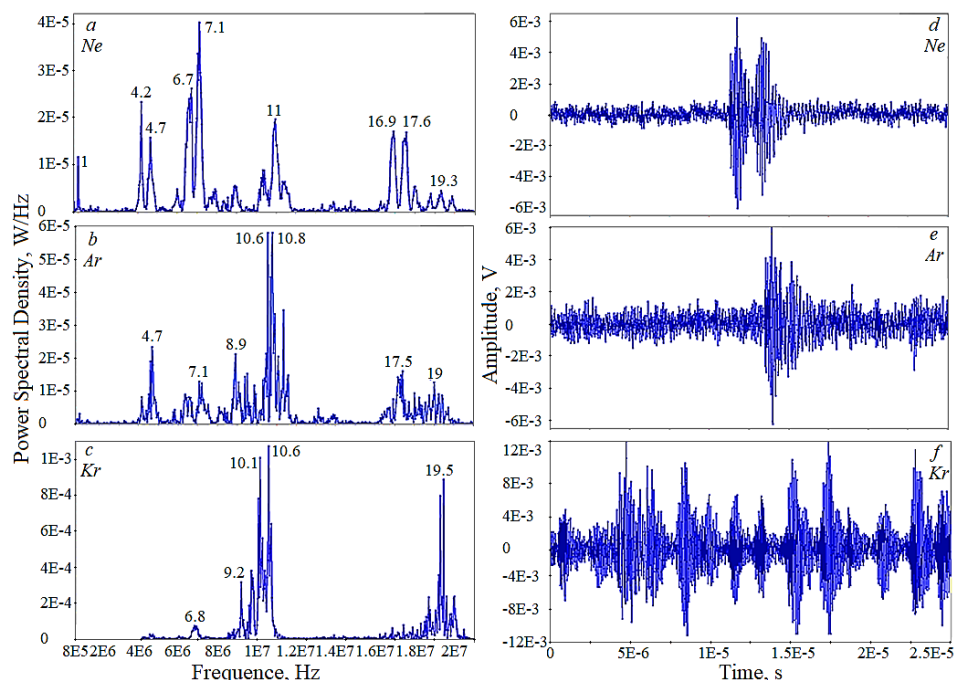


Рисунок 6. Спектральная плотность мощности ионных сигналов (a–c); ток ионов (d–f). $I_d \approx 21$ мА; $U_d = 1100$ В; $B_{rA} = 0,047$ Тл; (a), (d) – Ne, $q = 30$ см³/мин; (b), (e) – Ar, 12 см³/мин; (c), (f) – Kr, 7 см³/мин

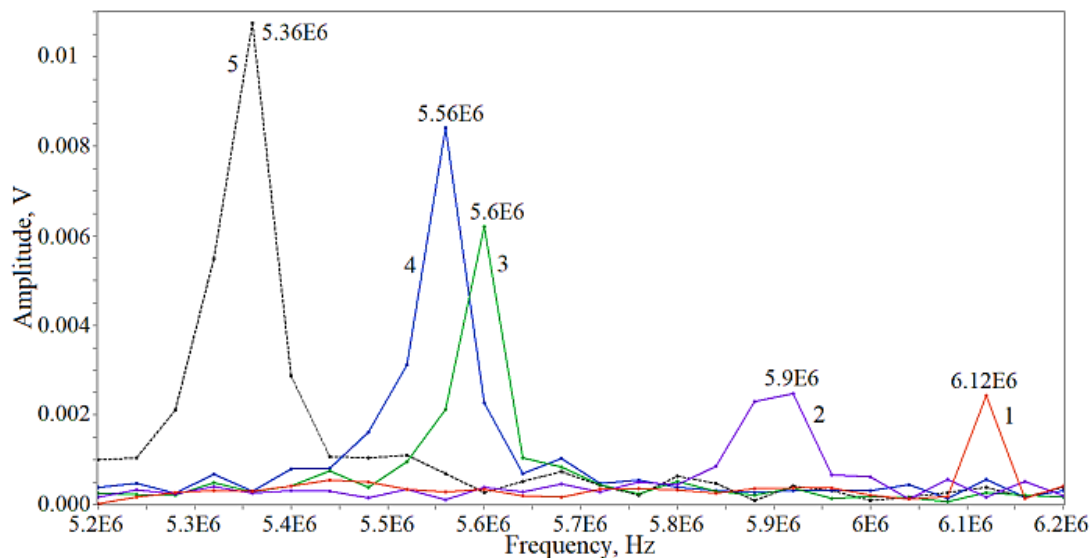


Рисунок 7. Высокочастотный диапазон колебаний разрядного тока: неон; $U_d \approx 1100$ В; $B_{rA} = 0,047$ Тл; кривая 1 – $q = 80$ см³/мин; 2 – 90; 3 – 110; 4 – 120; 5 – 130

4. Изменяется разрядное напряжение

При одинаковых U_d и B токи разряда (до срыва в дугу) соотносятся как $I_{dKr} : I_{dAr} = 1 : 0,79$; $I_{dKr} : I_{dNe} = 1 : 0,63$, что близко к отношению потенциалов ионизации ($\varphi_{Ar}:\varphi_{Kr} = 1:0,89$; $\varphi_{Ne}:\varphi_{Kr} = 1:0,65$). Наибольшими у криптона являются и амплитуды АЧХ разрядного тока и тока ионов во всём диапазоне частот.

На неоне заметные колебания разрядного тока появляются при $U_d \approx 1000$ В ($I_d \approx 18$ мА) в виде кластеров на 80–200 кГц, 700 кГц, 1,6 и 4,5–7 МГц. При $U_d \approx 1100$ В разрядный ток скачком возрастает в 2,7 раза до 49 мА. Выделяются и всплески на 202 кГц и 5,8 МГц, достигающие максимума при $U_d \approx 1200$ В. При $U_d \approx 1400$ В I_d падает до 34 мА, амплитуда колебаний уменьшается примерно в 7 раз.

Скачки АЧХ разрядного тока на аргоне: при $U_d \approx 620$ В ($f \approx 187$ кГц, рост в 3,2 раза), при $1125 \rightarrow 1225$ В – в 2,7 раза; при $1225 \rightarrow 1325$ В – в 10,6 раза. При $U_d = 1025$ В появляется второй низкочастотный пик на 450 кГц. При максимальных U_d – 5 пиков на частотах от 160 кГц до 1 МГц.

Рабочий режим на криптоне начинается с $U_d \approx 510$ В. При $U_d \approx 610$ В на АЧХ разрядного тока есть частоты $f \approx 200$ кГц и «затравки» на 2,3 и 4–5 МГц. Основной скачок – в 11–13 раз на $f \approx 160$ –175 кГц происходит при $U_d \approx 915$ В. Второй скачок (в 2–2,7 раза) – при $U_d \approx 1100$ –1200 В; при $U_d \approx 1470$ В – скачок в 2,3 раза на ~ 196 кГц.

Колебания ионного тока на неоне видны с $U_d \approx 740$ В. При $U_d \approx 1000$ В – всплеск кластерной генерации (4,48; 6,7; 11,3 и 17,2 МГц) с амплитудой, в 5 раз выше начального уровня. При $U_d \geq 1100$ В выделяются узкие всплески на 5,8; 11,6 и 17,5 МГц. $U_d \approx 1400$ В даёт мощный всплеск на 19,3 МГц. При более высоких U_d амплитуда АЧХ уменьшается.

Колебания ионного тока на аргоне видны с $U_d \approx 620$ В. До 920 В уровень колебаний превышает начальный в 2–4 раза. При $U_d \approx 1020$ В амплитуда кластера на ~ 11 МГц возрастает в 2–4 раза. При $U_d \approx 1220$ В – наблюдаются множественные кластеры на частотах от 1 до 19,7 МГц. При $U_d \approx 1320$ В – рост АЧХ в 2,5 раза на 11 МГц и в 3 раза на 1 МГц.

Ионные колебания при разряде на криптоне заметны с $U_d \approx 510$ В (кластеры на ~ 4 ; 8,4, 10,6; 19,6 МГц). При $U_d \approx 910$ В амплитуды вырастают более чем в 10 раз.

При максимальном $U_d \approx 1470$ В уровень АЧХ превышает уровень при 910 В примерно в 5 раз. На рисунке 8 приведены частоты с максимальной амплитудой для разрядного и ионного токов в рабочих диапазонах U_d для всех трёх газов.

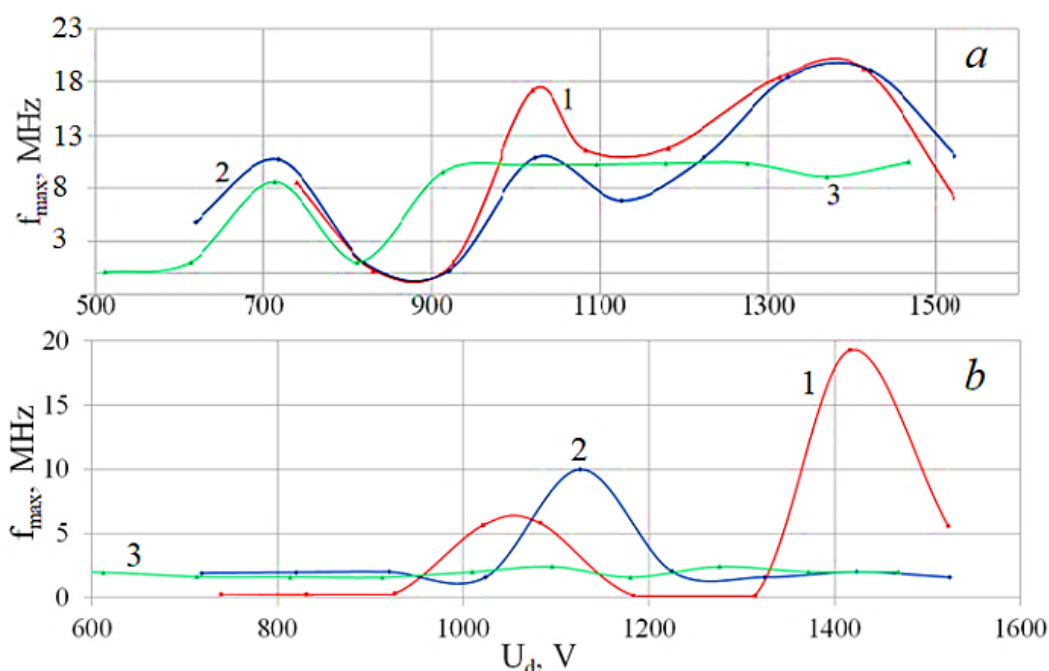


Рисунок. 8. Колебания с частотами, имеющими максимальные амплитуды: (a) – «ионы»; (b) – ток разряда; кривая 1 – Ne, $q = 100$ $\text{см}^3/\text{мин}$; 2 – Ar, $12 \text{ см}^3/\text{мин}$; 3 – Kr, $8 \text{ см}^3/\text{мин}$

Заключение

В работе впервые проведена одновременная регистрация колебаний ионного и разрядного токов в плазме самостоятельного аномального тлеющего $E \times B$ разряда на трёх рабочих газах (неон, аргон, криптон) в диапазоне частот 20 кГц – 40 МГц. Получены следующие основные результаты:

1. Кластерный характер: для ионного тока – кластеры 4–30 МГц ($\Delta f \sim 1$ МГц), для разрядного – 20 кГц – 7,5 МГц ($\Delta f \leq 100$ кГц); имеются спектральные провалы.

2. Эффекты, связанные с массой плазмообразующего газа: высокочастотные колебания разрядного тока (3,75–7,5 МГц) есть только на неоне. Максимальные амплитуды колебаний наблюдаются на криптоне; у него же минимальны время раскачки кластеров и время их затухания.

3. Разделение частот: частоты ионного и разрядного токов практически не перекрываются (исключение – 4–7,5 МГц на неоне), что указывает на разные причины их генерации.

4. Пороговые режимы: рост амплитуды колебаний более чем на порядок при изменении индукции магнитного поля, рабочего давления или разрядного напряжения всего на 10–15%. Пороги различные для разных газов.

5. Природа кластеров: это не возбуждение – раскачка с уровня шума, а рост уже существующих стационарных колебаний с последующим

их затуханием до исходного уровня. Колебания возникают на стадии зажигания $E \times B$ разряда.

Список литературы

1. Lashmore-Davies C.N., Martin T.J. *Electrostatic instabilities driven by an electric current perpendicular to a magnetic field* // *Nuclear Fusion*. – 1973. – Vol. 13, No. 2. – P. 193–203.
2. Choueiri E.Y. *Plasma oscillations in Hall thrusters* // *Phys. Plasmas*. – 2001. – Vol. 8, No. 4. – P. 1411–1426.
3. Smolyakov A.I., Chapurin O., Frias W., Koshkarov O., Romadanov I., Tang T., Umansky M., Raites Y., Kaganovich I.D. and Lakhin V.P. *Fluid theory and simulations of instabilities, turbulent transport and coherent structures in partially-magnetized plasmas of $E \times B$ discharges* // *Plasma Phys. Control. Fusion*. – 2017. – Vol. 59. – 014041.
4. Kaganovich I.D., Smolyakov A., Raites Y., Ahedo E., Mikellides I.G., Jorns B., Taccogna F., Gueroult R., Tsikata S., Bourdon A., Boeuf J.-P., Keidar M., Powis A.T., Merino M., Cappelli M., Hara K., Carlsson J.A., Fisch N.J., Chabert P., Schweigert I., Lafleur T., Matyash K., Khrabrov A.V., Boswell R.W., and Fruchtman A. *Physics of $E \times B$ discharges relevant to plasma propulsion and similar technologies* // *Phys. Plasmas*. – 2020. – Vol. 27. – 120601.
5. Boeuf J.-P. and Smolyakov A. *Physics and instabilities of low-temperature $E \times B$ plasmas for spacecraft propulsion and other applications* // *Phys. Plasmas*. – 2023. – Vol. 30. – 050901.
6. Morozov A.I., Esipchuk Y.V., Kapulkin A., Nevrovskii V. and Smirnov V.A. *Effect of the magnetic field on a closed-electron drift accelerator* // *Sov. Phys. Tech. Phys.* – 1972. – Vol. 17, No. 1. – P. 482–489.
7. Tilinin G.N. *High-frequency plasma waves in a Hall accelerator with an extended acceleration zone* // *Sov. Phys. Tech. Phys.* – 1977. – Vol. 22, No. 8. – P. 974–978 (1977).
8. Litvak A.A., Raites Y., and Fisch N.J. *Experimental studies of high-frequency azimuthal waves in Hall thrusters* // *Phys. Plasmas*. – 2004. – Vol 11, No. 4. – P. 1701–1704.
9. Tsikata S., Lemoine N., Pisarev V., and Gresillon D.M. *Dispersion relations of electron density fluctuations in a Hall thruster plasma, observed by collective light scattering* // *Phys. Plasmas*. – 2009. – Vol. 16. – 033506.
10. Brown Z. and Jorns B. *Spatial evolution of small wavelength fluctuations in a Hall thruster* // *Phys. Plasmas*. – 2019. – Vol. 26. – 113504.
11. Goebel D.M. and Katz I., *Fundamentals of Electric Propulsion: Ion and Hall Thrusters*. JPL Space Science and Technology Series. (Wiley, Hoboken, New Jersey, 2008) P. 325–392.
12. S.D., Erofeev V.S., Zharinov A.V., Naumkin V.P. and Safronov I.N. *Characteristics of a two-stage ion accelerator with an anode layer* // *J. Appl. Mech. Tech. Phys.* – 1978. – Vol. 19, No. 2. – P. 166–173.
13. Strokin N.A., and Rigin A.V. *Ignition of the Self-Sustained $E \times B$ Discharge: The “Contribution of Ions” to the Understanding of the Process* // *Plasma Phys. Rep.* – 2024. – Vol. 50, No. 1. – P. 144–152.
14. Strokin N.A., and Rigin A.V. *Influence of Magnetic Field on Spectra of Electrostatic Oscillations in the Plasma of the $E \times B$ Discharge* // *Plasma Phys. Rep.* – 2025. – Vol. 51, No. 1. – P. 36–48.

Анализ спектральных энергетических характеристик электростатических колебаний в плазме технологического ускорителя ионов

Сирина А.О.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,

Иркутск, Россия

halxolla@gmail.com

Представлены результаты анализа энергетических характеристик электростатических колебаний ионного тока в плазме самостоятельного $E \times B$ -разряда. Эксперименты проведены на холловском ускорителе с анодным слоем (AAL) с использованием аргона в качестве плазмообразующего газа. Зарегистрированы амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) колебаний в диапазоне частот от 40 кГц до 50 МГц при вариации магнитного поля на аноде $B_{rA} = 205\text{--}910$ Гс. Обнаружены четыре устойчивых частотных кластера; рассчитана энергия колебаний в каждом из них. Выявлены пороговые режимы генерации, при которых изменение магнитного поля на 10–15% приводит к скачкообразному перераспределению энергии между кластерами, что указывает на смену доминирующего механизма диссипации энергии в плазме.

Введение

Колебания ионного тока в плазме со скрещенными $E \times B$ -полями интенсивно исследуются, поскольку они влияют на ускорение ионов, поперечный перенос электронов и формирование пространственных структур в плазме [1–4]. В холловских ускорителях, включая AAL, эти колебания часто имеют характер всплесков, а их амплитудно-частотный спектр представляет собой набор кластеров [5,6]. Понимание распределения энергии колебаний по частотам необходимо для оптимизации режимов работы ионных источников.

Методика эксперимента

Данная работа посвящена количественному анализу эволюции энергии колебаний ионного тока по частотному спектру при изменении магнитного поля. Плазма генерировалась в AAL при разрядном напряжении $U \approx 1100$ В и постоянном давлении аргона (скорость напуска $q = 16$ см³/мин). Переменная составляющая ионного тока регистрировалась цифровым осциллографом с коллектора анализатора с задерживающим потенциалом через разделительный трансформатор.

Обработка сигналов: оцифровка, быстрое преобразование Фурье, интегрирование для получения энергии производилась с использованием специализированного программного обеспечения.

Результаты

В ходе анализа данных были идентифицированы четыре устойчивых частотных кластера ионных колебаний, проявляющихся во всем диапазоне магнитных полей – таблица 1.

На рисунке 1 показана осциллограмма сигнала ионного тока и его амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) в одном из рабочих режимов. Видно присутствие кластеров – амплитудных всплесков колебаний. Видны кластеры на частотах ~8, 19 и 27 МГц.

Таблица 1

Частотное распределение кластеров по диапазону магнитных полей (205-910 Гс)

Кластер	Диапазон частот	Типичные пики, МГц	Обозначение
Низкочастотный (LF)	0 – 1 МГц	0,16–0,20	ELF
Первый ВЧ (HF1)	4 – 12 МГц	5, 8–9, 10–11	EHF1
Второй ВЧ (HF2)	15 – 22 МГц	17, 19–20	EHF2
Третий ВЧ (HF3)	24 – 32 МГц	27–28	EHF3

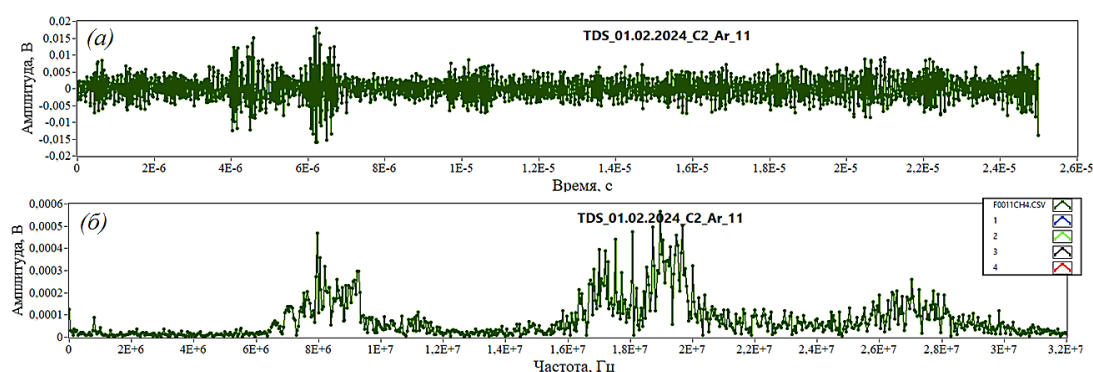


Рисунок 1. Осциллограмма ионного тока (а) и АЧХ (б). $B_{rA} = 205$ Гс, ток разряда $I_d = 43$ мА

Представленные на рисунке 1 осциллограмма и соответствующая ей АЧХ демонстрируют типичный для плазмы аргона характер генерации колебаний: сигнал имеет структуру всплесков с чередованием фаз раскачки и затухания, а спектр представляет собой набор дискретных частотных кластеров.

Дальнейший анализ был связан с поиском возможных проявлений пороговых (резких) изменений для распределения энергии колебаний по частотному спектру при вариации магнитного поля [7]. Для этого был проведен расчет полной энергии колебаний ионного тока E_{full} , а также парциальных энергий в выделенных частотных диапазонах ELF, EHF1, EHF2 и EHF3. Результаты расчетов для серии экспериментов на плазме аргона при изменении магнитного поля на аноде от 205 до 910 Гс сведены в таблицу 2.

Таблица 2

Энергетические характеристики колебаний ионного тока.

Кадр	B_{rA} , Гс	I_d , мА	E_{full} , Дж	ELF, Дж	EHF1, Дж	EHF2, Дж	EHF3, Дж
11	205	43	$2,74 \cdot 10^{-10}$	$1,64 \cdot 10^{-12}$	$6,02 \cdot 10^{-11}$	$1,48 \cdot 10^{-10}$	$3,53 \cdot 10^{-11}$
12	344	48	$5,02 \cdot 10^{-10}$	—	$1,31 \cdot 10^{-10}$	$2,90 \cdot 10^{-10}$	$7,44 \cdot 10^{-11}$
13	469	28	$1,13 \cdot 10^{-10}$	$1,47 \cdot 10^{-12}$	$2,98 \cdot 10^{-11}$	$3,70 \cdot 10^{-11}$	$4,00 \cdot 10^{-11}$

14	656	30	$1,56 \cdot 10^{-10}$	—	$3,20 \cdot 10^{-11}$	$7,08 \cdot 10^{-11}$	$4,76 \cdot 10^{-11}$
15	721	31	$2,42 \cdot 10^{-10}$	—	$8,06 \cdot 10^{-11}$	$8,62 \cdot 10^{-11}$	$6,61 \cdot 10^{-11}$
16	819	31	$4,77 \cdot 10^{-10}$	—	$1,12 \cdot 10^{-10}$	$2,19 \cdot 10^{-10}$	$1,34 \cdot 10^{-10}$
17	874	31	$4,86 \cdot 10^{-10}$	—	$3,87 \cdot 10^{-11}$	$3,05 \cdot 10^{-10}$	$9,87 \cdot 10^{-11}$
18	910	31	$6,39 \cdot 10^{-10}$	—	$8,74 \cdot 10^{-11}$	$5,31 \cdot 10^{-10}$	$4,06 \cdot 10^{-12}$

Проанализировав данные таблицы 2, мы выделили три режима, существенно различающиеся по полной энергии колебаний E_{full} и её распределению по частотным кластерам:

- 1) провал при $B_{rA} = 469$ Гс (кадр 13),
- 2) переходный режим при $B_{rA} = 721$ Гс (кадр 15)
- 3) максимум энергии с доминированием среднечастотного кластера HF2 при $B_{rA} = 910$ Гс (кадр 18).

На рисунке 2 приведены АЧХ ионного тока для этих трёх характерных значений магнитного поля, наглядно иллюстрирующие эволюцию энергии колебаний по частотному спектру.

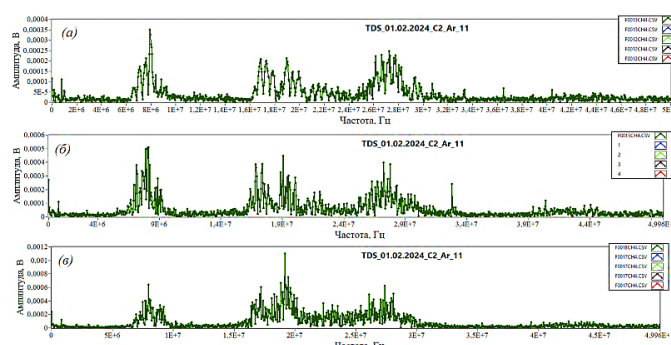


Рисунок 2. Сравнение АЧХ ионного тока для разных полей: (а) $B_{rA} = 469$ Гс – слабый сигнал с провалом энергии; (б) $B_{rA} = 721$ Гс – рост амплитуды; (в) $B_{rA} = 910$ Гс – максимальная энергия и доминирование HF2-кластера

Пороговые эффекты

Анализ таблицы и спектров позволил выявить «критическое» поведение системы:

1. При переходе от $B_{rA} = 344$ Гс к 469 Гс полная энергия падает в 4,4 раза, несмотря на незначительное изменение тока разряда. Это указывает на резкое подавление ионных колебаний магнитным полем [7, стр. 50].

2. При увеличении поля с $B_{rA} = 721$ до 819 Гс (ток разряда неизменный и равен 31 мА) полная энергия E_{full} возрастает в 2 раза. Это сопровождается перераспределением энергии колебаний по частотному спектру: энергия в HF2-кластере (15–22 МГц) растет наиболее значительно – с $8,62 \cdot 10^{-11}$ до $2,19 \cdot 10^{-10}$ Дж. Это подтверждается ростом множителя чувствительности осциллографа с $\times 17$ до $\times 140$.

3. При максимальном поле $B_{rA} = 910$ Гс доминирующим становится HF2-кластер (14–30 МГц), энергия в котором достигает $5,31 \cdot 10^{-10}$ Дж, что

составляет 83% от E_{full} . При этом энергия в HF3-кластере (25–30 МГц) падает «катастрофически» – в 75 раз по сравнению с полем $B_{rA} = 874$ Гс.

Представленные на рисунке 2 АЧХ позволяют качественно оценить эволюцию энергии колебаний. Для количественного анализа пороговых эффектов необходимо обратиться к интегральным энергетическим характеристикам. На рисунке 3 приведены зависимости полной энергии колебаний E_{full} и парциальных энергий в выделенных частотных кластерах ELF, ENF1, ENF2, ENF3 от индукции магнитного поля.

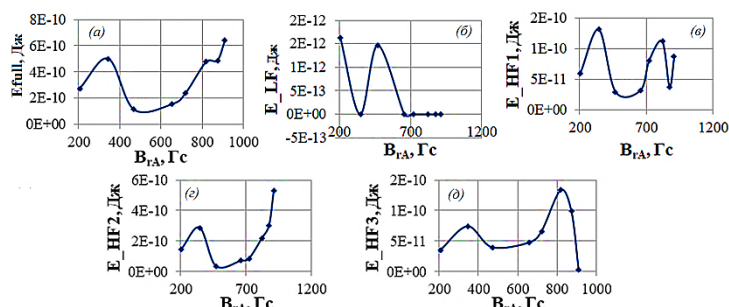


Рисунок 3. Зависимость энергии колебаний ионного тока от магнитного поля: (а) полная энергия E_{full} , (б) низкочастотный кластер LF (0–1 МГц), (в) кластер HF1 (4–12 МГц), (г) кластер HF2 (15–22 МГц), (д) кластер HF3 (24–32 МГц)

На рисунке 3а представлена полная энергия E_{full} колебаний ионного тока в диапазоне частот 0–50 МГц. Хорошо видны два ключевых пороговых эффекта: резкий провал при $B_{rA} = 469$ Гс – падение в 4,4 раза относительно соседнего значения $B_{rA} = 344$ Гс и последующий скачкообразный рост при увеличении поля от 721 до 910 Гс, когда E_{full} достигает максимума $6,39 \cdot 10^{-10}$ Дж.

На рисунках 3б–3д видно распределение энергии по частотным кластерам. Низкочастотный кластер LF (рисунок 3б) присутствует только при $B_{rA} = 205$ и 469 Гс, что указывает на узкий диапазон полей, благоприятных для раскачки колебаний. Кластер HF1 (рисунок 3в) демонстрирует два пика (при 344 и 819 Гс) без ярко выраженного порогового поведения.

Наиболее «подвижным» является кластер HF2 (рисунок 3г). Его энергия возрастает с $0,37 \cdot 10^{-10}$ Дж при 469 Гс до $5,31 \cdot 10^{-10}$ Дж при 910 Гс – рост в 14 раз. Доля HF2-кластера в полной энергии увеличивается с 35% при 721 Гс до 83% при 910 Гс, что свидетельствует, по-видимому, о смене доминирующего механизма генерации колебаний.

Высокочастотный кластер HF3 (рисунок 3д), напротив, резко подавляется в сильных полях: его энергия падает в 33 раза при переходе от 819 к 910 Гс. Таким образом, при $B_{rA} \geq 820$ Гс происходит переключение с HF3- на HF2-«моду» колебаний.

Заключение

В работе выполнен количественный энергетический анализ электростатических колебаний ионного тока в плазме самостоятельного $E \times B$ -разряда холловского ускорителя с анодным слоем (рабочий газ аргон). Амплитудно-частотные характеристики колебаний позволили идентифицировать четыре устойчивых частотных кластера: LF (0–1 МГц), HF1 (4–12 МГц), HF2 (15–22 МГц) и HF3 (24–32 МГц). Для каждого кластера рассчитана энергия колебаний, а также определена полная энергия E_{full} в диапазоне частот 0–50 МГц.

Обнаружены пороговые эффекты, демонстрирующие высокую чувствительность плазменной системы к величине магнитного поля:

1. При $B_{гА} = 469$ Гс зафиксирован глубокий провал полной энергии (падение в 4,4 раза относительно соседнего значения 344 Гс), что указывает на (резонансное) подавление колебаний.

2. В области сильных полей (819–910 Гс) наблюдается скачкообразный рост E_{full} в 2,7 раза с достижением абсолютного максимума $6,39 \cdot 10^{-10}$ Дж при $B_{гА} = 910$ Гс.

3. Показано, что изменение магнитного поля всего на ~12% (переход 819 → 910 Гс) приводит к смене доминирующего механизма колебаний: энергия HF2-кластера возрастает в 2,4 раза, его доля в E_{full} достигает 83%, тогда как энергия HF3-кластера падает в 33 раза.

4. Низкочастотный LF-кластер регистрируется только при $B_{гА} = 205$ и 469 Гс, что подтверждает тезис о независимом существовании колебаний тока ионов и колебаний разрядного тока – последние присутствуют в LF-диапазоне во всём исследованном интервале магнитных полей.

Список литературы

1. Choueiri E.Y. *Plasma oscillations in Hall thrusters* // *Phys. Plasmas*. – 2001. – Vol. 8, No. 4. – P. 1411–1426.
2. Smolyakov A.I., Chapurin O., Frias W., Koshkarov O., Romadanov I., Tang T., Umansky M., Raitses Y., Kaganovich I.D. and Lakhin V.P. *Fluid theory and simulations of instabilities, turbulent transport and coherent structures in partially-magnetized plasmas of $E \times B$ discharges* // *Plasma Phys. Control. Fusion*. – 2017. – Vol. 59. – 014041.
3. Reza M., Faraji F., and Knoll A. “Effects of the applied fields’ strength on the plasma behavior and processes in $E \times B$ plasma discharges of various propellants: I. Electric field” // *Phys. Plasmas*. – 2024. – Vol. 31. – 032120.
4. Reza M., Faraji F., and Knoll A. “Effects of the applied fields’ strength on the plasma behavior and processes in $E \times B$ plasma discharges of various propellants. II. Magnetic field” // *Phys. Plasmas*. – 2024. – Vol. 31. – 032121.
5. Litvak A.A., Raitses Y., and Fisch N.J. *Experimental studies of high-frequency azimuthal waves in Hall thrusters* // *Phys. Plasmas*. – 2004. – Vol 11, No. 4. – P. 1701–1704.
6. Strokin N.A., and Rigin A.V. *Influence of Magnetic Field on Spectra of Electrostatic Oscillations in the Plasma of the $E \times B$ Discharge* // *Plasma Phys. Rep.* – 2025. – Vol. 51, No. 1. – P. 36–48.

Иерархические гиперсети как инструмент моделирования устойчивости объектов критической информационной инфраструктуры

Суханова С.С., Маринов А.А.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия
sukhanova2611@gmail.com, i@am-irk.ru

На сегодняшний день актуальной проблемой является обеспечение устойчивости объектов критической информационной инфраструктуры (КИИ) – территориально распределенных АСУ ТП и ИТКС – в условиях целенаправленных деструктивных воздействий. Отмечается, что традиционные методы анализа (экспертные оценки, графовые модели) недостаточно учитывают сложную иерархическую структуру и динамику изменений конфигураций таких систем. В качестве эффективного решения предложено использование математического аппарата иерархических гиперсетей (s-гиперсетей), позволяющего строить параметрически точные имитационные модели, учитывающие физическую топологию, параметры безопасности и политику управления доступом. Цель работы – исследование возможностей иерархических гиперсетей для моделирования устойчивости КИИ. Полученные результаты могут быть применены для оптимизации алгоритмов управления доступом и повышения живучести критических систем связи.

Введение

Обеспечение устойчивости функционирования объектов критической информационной инфраструктуры (КИИ) в условиях реализации целенаправленных деструктивных программно-технических воздействий является одной из наиболее актуальных проблем в области современных систем связи [1]. К таким объектам относятся территориально распределенные автоматизированные системы управления технологическими процессами (АСУ ТП), информационно-телекоммуникационные сети (ИТКС) и ведомственные инфокоммуникационные сети, характеризующиеся сложной иерархической структурой [2].

Традиционные методы анализа защищенности, основанные на экспертных оценках или упрощенных графовых моделях, зачастую не позволяют в полной мере учесть высокую степень вложенности подсистем и динамику изменения их конфигураций [3]. Это создает необходимость в использовании более совершенного математического аппарата, способного формализовать многоуровневые логические связи и зависимости между физическими узлами связи и виртуальными сервисами.

В качестве эффективного инструмента для решения данной задачи в работе рассматривается применение иерархических гиперсетей (s-гиперсетей). Данный подход позволяет строить параметрически точные

имитационные модели, учитывающие физическую топологию сетей, параметры безопасности и существующую политику управления доступом.

Целью работы является исследование возможностей иерархических гиперсетей как инструмента моделирования устойчивости объектов КИИ. Результаты исследования могут быть использованы для оптимизации алгоритмов управления доступом и повышения живучести критически важных систем связи в условиях современных киберугроз.

Иерархические гиперсети как математический аппарат моделирования КИИ

Современные системы связи, обеспечивающие функционирование объектов критической информационной инфраструктуры, представляют собой территориально распределенные комплексы с многоуровневой организацией. Архитектура таких систем включает в себя интеграцию различных типов сетей, предназначенных для решения специфических технологических и административных задач.

Типовая модель формирования распределенной инфраструктуры для объектов автоматизированных систем управления технологическими процессами (АСУ ТП) КИИ приведена на рисунке 1 [4].

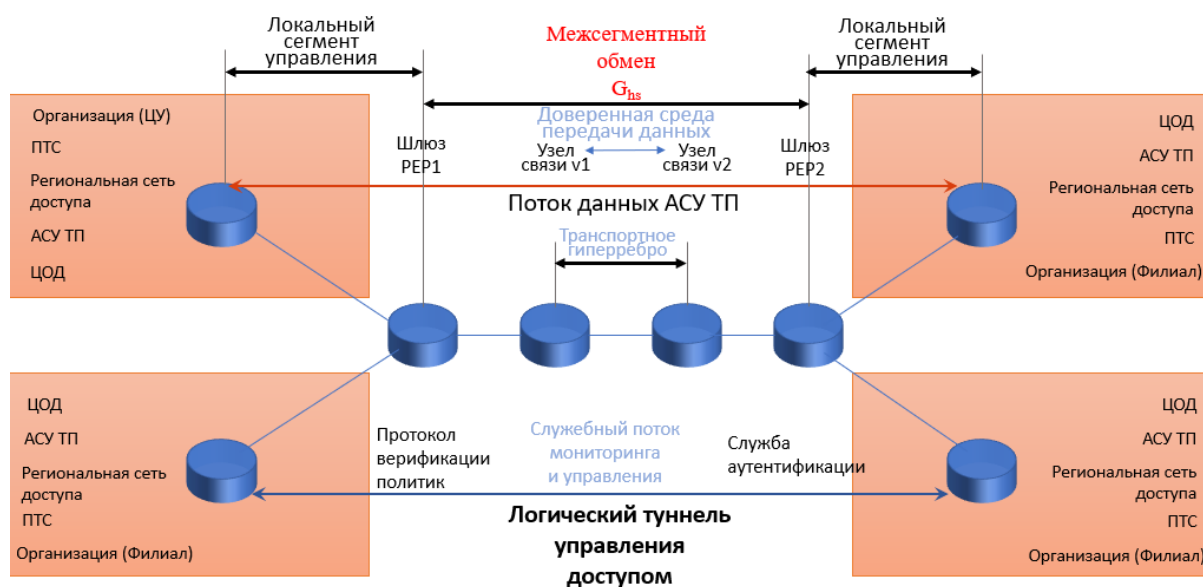


Рисунок 1. Формирование распределенной инфраструктуры для объектов ИС, АСУ ТП, ИТКС КИИ

Как показано на схеме, инфраструктура объединяет региональные сети связи, обеспечивающие связность удаленных подразделений, центры обработки данных и непосредственно сегменты управления технологическими объектами. Такая декомпозиция позволяет реализовать эшелонированную защиту, однако существенно усложняет процессы

мониторинга и управления доступом из-за гетерогенности используемых протоколов.

Для обеспечения информационного обмена внутри указанной структуры используется широкий набор сетевых протоколов, работающих на различных уровнях взаимодействия. Взаимодействие между сегментами ограничено только технологическими протоколами. Любые попытки установления сессий, не входящих в белый список, классифицируются как инцидент. Устойчивость системы связи КИИ зависит от безопасности взаимодействия на всех уровнях: от физических каналов передачи данных до прикладных протоколов управления промышленным оборудованием (например, Modbus TCP или MMS). Сложная взаимосвязь этих протоколов в рамках иерархической структуры обуславливает необходимость применения математического аппарата, способного правильно описывать топологические и функциональные зависимости элементов [5].

Для математического описания устойчивости объектов КИИ традиционных графовых моделей зачастую недостаточно, так как они не позволяют в полной мере отразить вложенность элементов и разнородность связей между ними. В связи с этим целесообразно использование аппарата иерархических гиперсетей (s-гиперсетей).

Объект КИИ в рамках данного подхода представляется как сложная система H , состоящая из нескольких взаимосвязанных графов и гиперграфов:

$$H = (G_0, G_1, \dots, G_m, G_{HS}, G_\vartheta)$$

где:

- $G_0, G_1, \dots, G_m$ – совокупность графов, описывающих физическую и логическую топологию сегментов сети (региональные сети, технологические площадки, каналы связи);

- G_{HS} – гиперграф политик информационной безопасности;

- G_ϑ – модель возможных воздействий нарушителя на узлы и ребра системы [2].

Основным преимуществом иерархических гиперсетей является возможность задания «вложенности» процессов. Если в обычном графе узел – это точка, то в гиперсети узел сам может являться подсетью (например, контроллер АСУ ТП внутри сегмента связи). Это позволяет моделировать распространение угроз по горизонтали (между узлами одного уровня) и вертикали (от сетевых сервисов к физическим исполнительным механизмам).

При управлении доступом технология гиперсетей даёт возможность визуально оценить, как изменение настроек безопасности или прав доступа на верхнем уровне системы взаимосвязаны с ключевыми элементами (узлов) на нижних уровнях. Надёжность объекта критической

информационной инфраструктуры определяется логической связностью в гиперграфе G_{HS} . Такой подход позволяет перейти от субъективных экспертных оценок к точным расчётам показателей [6].

Параметры безопасности и управление доступом, инфраструктура мониторинга

Для корректной работы модели иерархической гиперсети требуется актуальная информация о состоянии узлов связи. Проверка модели и анализ устойчивости объектов критической информационной инфраструктуры осуществляются с помощью распределённой системы сбора данных [7]. Данная система обеспечивает: моделирование различные сценарии киберугроз; организацию процесса мониторинга и агрегации данных в условиях гетерогенной среды КИИ. Организация мониторинга и агрегации данных в гетерогенной среде КИИ (рисунки 2).

В основе данной архитектуры лежит использование программных агентов, размещаемых на критически важных узлах (серверах управления, коммутаторах, шлюзах). Данные агенты осуществляют перехват трафика и мониторинг состояния портов. Собранные данные передаются на специализированные брокеры данных, которые обеспечивают буферизацию, фильтрацию и доставку событий в аналитический модуль s-гиперсети. Такая схема минимизирует нагрузку на каналы связи и обеспечивает высокую достоверность моделирования [8].

Устойчивость КИИ и эффективность управления доступом напрямую зависят от точности настройки параметров безопасности всех компонентов инфраструктуры [8]. В рамках предлагаемого подхода эти параметры рассматриваются как атрибуты узлов и ребер гиперсети, в таблице 2 приведены ключевые параметры [9].

Таблица 2
Ключевые параметры безопасности гиперсетевой модели

Объект настройки	Группа параметров	Описание
Брокеры данных	Инфраструктурные	Настройки очередей сообщений, механизмы аутентификации узлов, лимиты одновременных сессий.
Программные агенты	Технические	Фильтры перехвата трафика, интервалы опроса состояния, объем буфера событий.
VPN-соединения	Сетевые	Используемые алгоритмы шифрования, время жизни ключей, списки контроля доступа (ACL).
Узлы КИИ	Прикладные	Матрица прав доступа пользователей, глубина журналов аудита, таймауты неактивности сессий.

Создание гиперсетевой модели даёт возможность моделировать ситуации, при которых система постепенно теряет работоспособность «сценарии деградации». Например, изменение списков доступа или

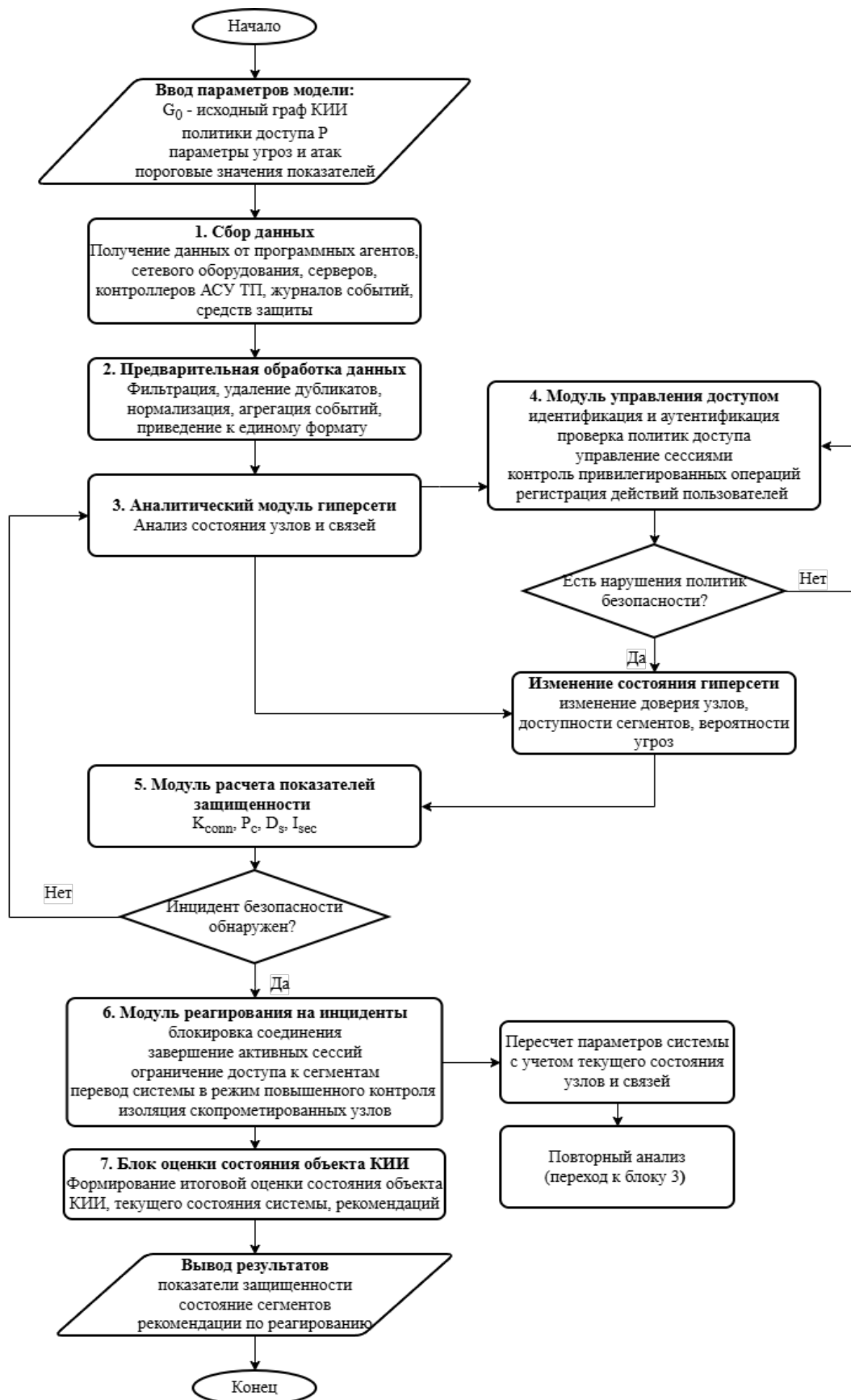


Рисунок 2. Схема контроля безопасности объекта КИИ: сбор данных, мониторинг, оценка, реагирование

компрометация учетных данных на одном из уровней иерархии ведет к перестроению логических связей в гиперграфе G_{HS} , что позволяет количественно оценить снижение устойчивости конкретного сегмента связи. Так, конфигурационные параметры становятся рычагами управления, обеспечивающими необходимый уровень живучести всей инфраструктуры КИИ [9].

В рамках иерархической гиперсетевой модели устойчивость объекта КИИ определяется как способность системы сохранять связность между критически важными узлами управления и исполнительными механизмами при деградации отдельных компонентов. В отличие от стандартных телекоммуникационных сетей, в КИИ «связность» является физической (наличие кабеля или радиоканала) и логической, которая задается правилами управления доступом [9].

Механизмы управления доступом в данной модели выступают как динамические фильтры на гиперребрах G_{HS} . Оценка устойчивости проводится по следующим критериям:

- вероятность достижения цели нарушителем (расчет путей в s-гиперсети, при которых возможен несанкционированный доступ к сегментам АСУ ТП через уязвимости в региональных сетях);
- коэффициент структурной живучести (отношение количества разрешенных информационных потоков, обеспечивающих функционирование системы, к общему числу необходимых связей при выходе из строя отдельных узлов мониторинга);
- оперативность перестройки политик (время, необходимое системе для изменения конфигурационных параметров (из таблицы 2) и блокировки скомпрометированного сегмента без потери управления объектом).

Таким образом, управление доступом становится активным инструментом обеспечения устойчивости: при обнаружении атаки на одном из уровней иерархии (например, на уровне региональной сети связи), модель позволяет мгновенно пересчитать параметры доступности и ограничить права в гиперграфе так, чтобы локализовать угрозу, сохранив при этом работоспособность технологического цикла КИИ.

Заключение

Применение иерархических гиперсетей для моделирования объектов критической информационной инфраструктуры позволяет перейти от фрагментарного анализа отдельных узлов к комплексному описанию распределенной системы связи. Предложенный подход учитывает многоуровневый характер взаимодействия протоколов и тесную взаимосвязь между конфигурационными параметрами оборудования и общей киберустойчивостью инфраструктуры.

Использование s-гиперсетей в качестве математического ядра систем управления доступом дает возможность визуализировать структуру КИИ и

количественно оценивать риски, связанные с реализацией угроз. Разработанная методика и представленные схемы сбора данных могут служить основой для проектирования отечественных защищенных систем связи, способных эффективно противодействовать современным вызовам в области информационной безопасности.

Список литературы

1. Исаева О. С. Инфраструктура сбора данных и имитации угроз безопасности сети интернета вещей / О. С. Исаева, Н. В. Кулясов, С. В. Исаев // Сибирский аэрокосмический журнал. – 2025. – Т. 26, № 1. – С. 8-20. – DOI 10.31772/2712-8970-2025-26-1-8-20.
2. Бочков М. В. Моделирование устойчивости критической информационной инфраструктуры на основе иерархических гиперсетей и сетей Петри / М. В. Бочков, Д. А. Васинев // Вопросы кибербезопасности. – 2024. – № 1(59). – С. 108-115. – DOI 10.21681/2311-3456-2024-1-108-115.
3. Маринов А. А. Методология исследования процессного подхода защиты информации в условиях цифровизации отраслей экономики / А. А. Маринов, А. С. Гордин, А. С. Ковалев // Экономика инфраструктурных преобразований: проблемы и перспективы развития : Материалы XI Всероссийской научно-практической конференции, Иркутск, 28 ноября 2024 года. – Иркутск: Иркутский национальный исследовательский технический университет, 2024. – С. 301-307.
4. Вульфин А. М. Модели и методы комплексной оценки рисков безопасности объектов критической информационной инфраструктуры на основе интеллектуального анализа данных // Системная инженерия и информационные технологии. 2023. Т. 5. №. 4 (13). С. 50-76.
5. Котенко И. В. Защита компьютерной сети от инфраструктурных атак на основе реализации "нервной системы сети" / И. В. Котенко, А. В. Шоров // Региональная информатика-2008 : материалы XI Санкт-Петербургской Международной конференции, Санкт-Петербург, 22–24 октября 2008 года. – Санкт-Петербург, 2008. – С. 118-119.
6. Ерохин С. Д., Петухов А. Н. Архитектура асимптотического управления безопасностью критических информационных инфраструктур // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2022. Т. 12. № 1. С. 18-30.
7. Никитин П. В., Горохова Р. И. Анализ современных интеллектуальных методов защиты критической информационной инфраструктуры / Вопросы безопасности. 2024. № 3. DOI: 10.25136/2409-7543.2024.3.69980.
8. Желенкова М. Б. Повышение уровня эффективности контроля жизненного цикла уязвимостей информационной безопасности в объектах критической информационной инфраструктуры / М. Б. Желенкова // Безопасные информационные технологии: Сборник трудов Четырнадцатой всероссийской научно-технической конференции, МГТУ им. Н.Э.Баумана, 29–31 октября 2025 года. – Москва: Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана, 2025. – С. 109-115.
9. Митяков Е. С. Методика категорирования объектов критической информационной инфраструктуры с учетом отраслевой критичности / Е. С. Митяков // Computational Nanotechnology. – 2025. – Т. 12, № S5. – С. 110-117. – DOI 10.33693/2313-223X-2025-12-5-110-117.

Современные проблемы технической диагностики промышленного оборудования

Зорин Н.В., Нечаева А.В., Хуттунен В.П., Эльхутов С.Н.

Ангарский государственный технический университет, Ангарск, Россия

zorinnikolaj@yandex.ru, anzhela_gerasimova_1998@mail.ru,

violettagap@yandex.ru, pe@angtu.ru

Для контроля за состоянием промышленного оборудования внедрено много методов неразрушающего контроля, а также созданы системы диагностики и мониторинга. Но всё это не в полной мере относится к поршневым машинам. Проводятся исследования поршневых машин для создания альтернативных методов диагностики с целью увеличения времени между ремонтами и техническим обслуживанием таких механизмов.

Введение

В настоящее время существует две системы ремонта технологического оборудования и проведения технического обслуживания:

1. Ремонт «по регламенту» - планово-предупредительный ремонт (ППР). Техническое обслуживание по регламенту может быть полугодовым или годовым. Все неисправности, выявленные в процессе тех. обслуживания, должны быть устранены. Процесс использования данного вида технического обслуживания не учитывает реальное состояние конкретных механизмов и технических устройств, поэтому он не всегда экономически оправдан и не всегда высокоэффективен.

Если происходит поломка промышленного оборудования опасного производственного объекта (ОПО) в работе, то это вызывает серьёзные проблемы, техногенные катастрофы и аварии, такие как высокотемпературные пожары и разрушительные взрывы, незапланированные остановки и простои, непредвиденные чрезмерные расходы на скорейшую ликвидацию опасности и восстановительный ремонт.

2. Ремонт по фактическому состоянию. Ремонт и техническое обслуживание по текущему состоянию проводят, когда выявляются конкретные неисправности. В настоящее время есть системы для диагностики и мониторинга (СДМ) технологического оборудования, работающие в реальном времени. Эти СДМ постоянно отслеживают тех. состояние каждой конкретной единицы оборудования, дают прогноз о её остаточном времени эксплуатации. В результате операторы получают актуальную информацию о том, как изменения в технологическом режиме работы влияют на состояние конкретного оборудования и срок его работы без ремонта. Специалисты службы главного механика получают возможность исправить выявленные недостатки в работе технических устройств и механизмов в оптимальные сроки и мгновенно получить оценку проделанной работы. В результате СДМ выявляет дефекты на ранней

стадии и отпадает необходимость для продолжения проведения ППР и системы профилактического техобслуживания. Промышленные предприятия получают возможность перейти к ТО по фактическому реальному техническому состоянию. Такая система намного эффективнее по всем критериям (время, трудозатраты, и пр.) и выгоднее с экономической и финансовой точки зрения.

Грамотно используя СДМ оборудования и устранив конкретные недостатки, работники предприятия увеличивают техническую готовность объекта с имеющихся 80-85% до технически возможных 99%. Ремонт по фактическому состоянию существенно увеличивает время между остановками на ремонт, продлевает время эксплуатации имеющегося оборудования. Увеличение периода работы оборудования приносит существенный доход за счёт повышения производительности за отчётный период [1].

Приведём пример: «Результаты внедрения и эксплуатации системы диагностики и мониторинга» (СДМ) КОМПАКС® на установке гидроочистки дизельных топлив Л-24/9, результатов ремонтов поршневых компрессоров на установке Л-24/9 и комплекса глубокой переработки мазута (КТ КХ), эксплуатирующих по три однотипных компрессора, компримирующих водородосодержащий газ, показывают, что внедрение СДМ обеспечивает увеличение средних межремонтных пробегов одного компрессора в 2,1 раза, компрессорного парка в целом - в 2,7 раза, снижает среднюю ежегодную стоимость ремонта поршневого компрессора (ПК) в 1,3 раза, а затраты на ремонт за три года - в 3,3 раза. Экономия от внедрения СДМ только за счет снижения затрат на ремонты за один год без учета экономии от увеличения межремонтного пробега ПК и технологических установок путём исключения неэффективных внеплановых и планово-предупредительных ремонтов, исключения аварий и простоев из-за отказов машин превышает стоимость СДМ установки Л-24/9, которая при этом контролирует не только три поршневых компрессора, но и около двух десятков центробежных насосных агрегатов"[2]. Со времени начала экономических реформ 90-х годов двадцатого века, довольно продолжительное время в России фактически почти не проводилось обновления тех. оборудования предприятий. Из-за этого его большая часть выработала указанный в технической документации ресурс. Если продолжать его эксплуатировать, это приводит к инцидентам и созданию аварийных ситуаций [3].

Выполнение условий безопасного эксплуатации действующего промышленного оборудования требует его технического диагностирования с целью определения реального остаточного ресурса. Чтобы получить высокую эффективность промышленных предприятий нефтегазохимического комплекса, то, и при полном обновлении средств производства, потребуется повсеместное внедрение технологии контроля и

СДМ всего оборудования. Главной задачей и целью будет переход от системы ремонтов «по регламенту» к ремонтам «по фактическому состоянию».

Неразрушающий контроль и диагностика промышленного оборудования

Приведённые в этой части сведения предназначены для краткого обзора существующих в настоящее время методов контроля за техническим состоянием и ресурсом технических устройств и механизмов предприятий разных отраслей промышленности.

В практике поиска неисправностей машин и механизмов давно известно много разнообразных методов для получения представления об их техническом состоянии [3-7].

Предварительную оценку технического состояния получают органолептическими методами [4,5]. Эти методы используют органы чувств человека. О существовании дефекта в машине судят по появляющимся дополнительным шумам, стукам, появлению повышенной температуры. Используя эндоскопы проводят визуальный контроль труднодоступных участков промышленных установок. Неисправную составную часть машины, издающую повышенные стуки и шум, определяют с помощью технических стетоскопов.

Чтобы получить количественную, более точную, оценку состояния машины проводят измерения. Они применяются в инструментальных методах. Уже конкретно установлен комплекс измеряемых параметров, пользуясь которыми, техническое состояние компрессорного оборудования можно оценить.

Диагностика по термогазодинамическим параметрам даёт хороший результат при контроле за изменением состояния проточной части центробежных машин. Кроме этого, параметрическая диагностика применяется при неразрушающем контроле цилиндропоршневой группы и клапанов поршневых машин, негерметичности уплотнений и т.п. Диагностическими признаками выступают параметры, которые можно измерить приборами, а именно - давление и температура газа ступеней компрессора, производительность машины, температура и расход охлаждающей воды в холодильниках, рубашках цилиндров. Извлечь информацию можно из параметров тока электрического двигателя, и других данных [6, 8]. Эта информация передаётся и отображается на регистрирующих приборах пульта управления или на ЭВМ. Кроме этого, проводятся измерения температуры подшипников, давление масла, уровень вибрации [5, 6].

Получив и обработав информацию о давлении, температуре, вибрации и других параметрах, можно определить дефекты в клапанах, уплотнениях и прочих сборочных единицах и узлах.

Если при одном и том же режиме в разное время производительность

компрессора оказывается разной, то по установленным раньше зависимостям оценивают значения зазоров между деталями. Пользуясь этой информацией, находят сроки отработанного и остаточного ресурса. В источнике [9] для определения износа цилиндропоршневой группы и местоположения поршня в верхней мёртвой точке и мертвого пространства, которое характеризует износ цилиндропоршневой группы, советуют пользоваться вихретоковым методом.

Существует эффективный метод нахождения ресурса трущихся деталей. В этом методе производится оценка наличия продуктов износа в смазочном масле - трибодиагностика.

Для контроля деградации и износа деталей машин, а также элементов конструкций оборудования применяется метод поверхностной активации (МПА), он разработан МГТУ им. Н.Э. Баумана совместно с ГНЦ РФ Физико-энергетического института (г. Обнинск) [10]. Описанный метод МПА использует излучение радиоактивной метки, специально установленной на контролируемом участке объекта. В процессе работы оборудования происходит перенос радиоактивного вещества смазочным маслом в машине или перекачиваемым продуктом в трубопроводе. С течением времени излучение радионуклидной метки слабеет. Это изменение численно характеризует величину износа оборудования. МПА может применяться для цилиндров, подшипников двигателей, компрессоров, наблюдением износа трубопроводов и другого оборудования газовой и нефтехимической промышленности.

Для контроля за оборудованием применяется вибрационный метод. Он использует информацию о колебательных процессах деталей и узлов механизмов. При вибрации ненормальность какого-либо узла, подвергающегося непосредственному соприкосновению движущихся частей или потока газа, отчётливо вырисовывается своим индивидуальным «вибрационным портретом». Образующиеся дефекты узлов и деталей технологического оборудования характеризуются свойственным им распределением частот вибрации в ортогональных направлениях. Из-за этого интенсивность вибрации рассматривают отдельно по конкретной пространственной составляющей вибросигнала в интервале частот, присущем данной составной части механизма. Требование в различии оценки горизонтальной и вертикальной составляющей вибрации указано в стандартах VDI 2056, ГОСТ Р ИСО 10816-3 и других нормативных документах.

Использование вибрационного метода при проведении поиска дефектов и зубчатых зацеплений механизмов, шарикоподшипников и роликоподшипников предоставляет множество данных в спектре вибрации с большим количеством боковых составляющих вблизи основных частот. Из-за этого становится сложно сформировать диагностический признак. Эту проблему решает кепстральный анализ. При этом анализе производят

обратное преобразованием Фурье вибрационного спектра сигнала в логарифмическом масштабе. Итог применения этого анализа получается в виде одной линии на графике [11].

Особое место среди средств непрерывного наблюдения, мониторинга и вибродиагностики машин промышленных предприятий занимают системы фирмы Bently-Nevada [12]. В этих системах основными информативными признаками служат траектория прецессии и положение центра вала. Сигналы поступают с проксиметров - датчиков относительного перемещения вала во вкладышах (подшипниках скольжения) в вертикальной и горизонтальной ортогональных плоскостях. Полученные в результате орбиты прецессии вала и полный спектр его относительной вибрации позволяют получить конкретное представление о возникшей неисправности. Такая система мониторинга и защиты технологического оборудования давно используется на турбокомпрессорах высокопроизводительных химических производств, таких как ОАО Новомосковская Акционерная Компания Азот и других предприятиях России.

То есть на данный момент времени существует много методов неразрушающего контроля машин и механизмов. При этом постоянно требуется повышение точности результатов мониторинга и снижение стоимости системы неразрушающего контроля. Иными словами, необходима эффективная система диагностики и мониторинга.

Система диагностики и мониторинга

Чтобы увеличить срок службы промышленного оборудования без остановок на ремонты, требуется объективное определение его технического состояния. Для достижения этой цели задействуются все ресурсы предприятия. Лучше всего максимально реализовать возможности существующих на предприятии системы диагностики и мониторинга оборудования (СДМ) и автоматизированной системы управления технологическими процессами (АСУТП), учитывая всю полезную информацию, полученную за время эксплуатации.

При создании системы диагностики необходимо выполнять перечисленные действия:

- детально анализировать отказы и отклонения в работе компрессора;
- учитывать случаи выхода из строя деталей и узлов компрессора;
- выявлять параметры работы компрессора, указывающие на возникновение дефектов на ранних стадиях развития;
- создание единой интегральной диагностической системы, с доверительной вероятностью не ниже 0,9 определяющей на ранней стадии дефекты, выявленные ранее.

Построение эффективной системы диагностики выполняется так же, однако существуют отличия:

- основному контролю подвергаются сборочные единицы и детали компрессора с большой вероятностью появления отказа;
- ресурсы наличествующих АСУТП, СДМ используются в полном объеме;
- при диагностировании отклонений в работе оборудования используются взаимосвязанные друг с другом технологические параметры, что позволит выявить дефекты с использованием алгоритма поиска неисправностей.

Такой системный подход способствует построению эффективной и недорогой СДМ, альтернативной предлагаемым в настоящее время на рынке дорогостоящим системам, основанным на построении P-V диаграмм.

Таким образом, использование преимуществ диагностирования, мониторинга и неразрушающего контроля позволяют принимать оптимальные решения по функционированию, объёму ремонта и техническому обслуживанию машин. Для достижения наибольшей эффективности диагностические процедуры должны быть взаимосвязаны с потенциальными неисправностями машины. Поэтому, перед формулированием технических требований при постановке технического задания по созданию СДМ с использованием методов неразрушающего контроля, будет разумно провести предварительные исследования.

Актуальность альтернативных методов неразрушающего контроля поршневых машин

На предприятиях России эксплуатируется многочисленный парк динамического оборудования, частью которого являются поршневые машины (компрессоры). Они применяются, в том числе, на опасных производственных объектах (ОПО). Безопасная эксплуатация поршневых машин требует постоянного контроля технического состояния. Для исполнения требований безопасной эксплуатации технологическое оборудование регулярно подвергается регламентным работам, техническому освидетельствованию и плановым ремонтам. Они осуществляются в соответствии с действующей нормативно - технической документацией, технологическими регламентами предприятия и требованиями завода - изготовителя, указанными в руководствах по эксплуатации и паспортах.

На территории России, кроме этого, существуют предприятия с непрерывным производством продукции. Разумеется, и у этих предприятий тоже есть парк машин и механизмов (в авиации, на морском и речном флоте, на опасных производственных объектах предприятий нефтегазоперерабатывающего и химического комплексов). На этих ОПО колоссальные затраты на систему ППР. Эти затраты призваны сократить риски значительных экономических потерь на ликвидацию последствий аварий и простоев на время ремонта.

Напрашивается вывод, что в настоящее время безаварийная, безопасная, ресурсосберегающая эксплуатация поршневых машин с

затратами на уровне разумной достаточности, является насущной необходимостью. Чтобы привести затраты на ремонты и техническое обслуживание к минимальным размерам, необходимо применять новые методы и технологии контроля технического состояния, включённые в СДМ. Для этого требуется извлечь полезную информацию во время работы поршневых машин. Технический прогресс не стоит на месте. Решение проблем по снижению затрат на ППР для отраслей промышленности и безопасности промышленного оборудования находится в применении новых методов неразрушающего контроля. Это приведёт к увеличению срока службы, к повышению ремонтной технологичности, обеспечению наблюдаемости технического состояния объектов мониторинга, а также развитию технической диагностики методами неразрушающего контроля в реальном времени во время работы машин.

Заключение

Со временем происходит повышение требований к безопасности и производительности промышленных предприятий. Уже не получится достигнуть необходимых результатов, используя переносные приборы. Частота сбора данных переносными приборами ничтожна по сравнению со временем, необходимым для появления и образования неисправности, приводящей к отказу машины. Имеющиеся на объектах стационарные системы защиты без прогнозной аналитики, не предсказывают отказ механизмов. Система просто аварийно останавливает оборудование. Такой алгоритм защищает его от разрушения, но в нём нет возможности отличать реальную угрозу от ложной тревоги. Несовершенный алгоритм работы системы не предусматривает переходный процесс от включения до выхода на рабочий режим.

Типичная распространённая система диагностики и мониторинга вибрации также не лишена ряда недостатков. Главный из них - потребность в осмысления результатов измерений квалифицированным специалистом, экспертом. Кроме того, часто специалист, работающий с системой вибромониторинга, отсутствует на объекте во время ночных смен и выходных дней. Недавно появившиеся решения на основе искусственного интеллекта также не могут предсказать отказ с достаточной точностью, потому что нет точных проверенных сведений.

Следовательно, ни один вышеупомянутый метод не может предотвратить внезапные аварийные отказы оборудования. Базовые системы вибромониторинга и вибродиагностики обнаруживают и локализуют неисправность только на финальной стадии деградации деталей и узлов. Исключение внезапных на данный момент отказов важно для перерабатывающих предприятий. Технологический объект должен эффективно работать максимально длительное время при максимальной производительности. Для выпуска различных продуктов в алгоритме

работы СДМ должны быть возможности перехода между режимами эксплуатации промышленного оборудования. Возможность переключения режима эксплуатации оборудования является конкурентным преимуществом и позволит своевременное выполнение каждого конкретного заказа в периоды повышенной нагрузки.

Имея данные наблюдений можно на ранней стадии сделать вывод об образовании дефекта, наблюдать его зарождение и развитие, точно узнать причину появления. Своевременное устранение недопустимых разрушительных нагрузок, деструктивно влияющих на самые слабые узлы оборудования, является ключевой задачей безаварийной работы оборудования, поскольку позволяет решить ключевую проблему – предотвращение внезапных отказов.

Альтернативный метод получит информацию об объекте в реальном времени и передаст её для дальнейшей обработки. Наличие такой информации позволит повысить безопасность и продлить срок службы оборудования. Это позволит создать эффективную систему диагностики поршневых машин по данным перемещений движущихся частей.

Список литературы

1. Г.А. Зуев, И.В. Минкин (ООО «ИК «АСУТП и Диагностика»), Р.З. Хадиев, М.Н. Сапелкин (ЗАО «Сибур-Химпром») Эффективная диагностика поршневых машин на основе современных практик// Химическая техника, 2015, №4
2. Науменко А.П. Научно - методические основы вибродиагностического мониторинга поршневых машин в реальном времени. Автореферат диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук Омск-2012
3. Гриб В.В. Диагностика технического состояния нефтегазохимических производств. – М.: ЦНИИТЭнефтехим, 2002.-268с.
4. Ястребова Н.А. и другие. Техническая диагностика и ремонт компрессоров. – М.: ЦНИИТЭхимнефтемаш, 1991, Ч.2.-60с.
5. Зарицкий С.П. Диагностическое обслуживание оборудования КС. – М.: ИРЦ Газпром". Обз. инф. Серия Газовая промышленность на рубеже XXI века, 2000.-156с.
6. Максименко С.В., Поляков Г.Н., Труфанов А.Н. Методы и средства технической диагностики оборудования компрессорной станции. Обзорная информ. Серия Транспорт и подземное хранение газа".- М.: ВНИИЭгазпром, 1990.-66с.
7. Неразрушающий контроль и диагностика. Справочник под ред. В.В. Ключева. – М.: Машиностроение, 1995.
8. Рахмилевич З.З. Компрессорные установки. -М.: Химия, 1989.-272с.
9. Постников В.И. Исследование и контроль износа машин МПА.- М.:Атомиздат, 1973.-167с.
10. Соколов В.В., Константинов И.О. Мониторинг малых скоростей изнашивания и коррозии методом радиоиндикаторов.- Обнинск: ГНЦ РФ ФЭИ, 2000.-28с.
11. Генкин М.Д., Соколова А.Г. Виброакустическая диагностика машин и механизмов.- М.: Машиностроение, 1987.-283с.
12. Goldman P., Muszynska A. Application of full spectrum to rotating machinery diagnostics // ORBIT, 1999, v.20, №1.- pp.17-21.

Разработка автоматического сортировщика крышек для линии переработки с системой технического зрения

Шестернина С.Е.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия
kurojoker88@gmail.com.

По заказу экологической организации «РЕ.ФАБРИКА» разрабатывается устройство для автоматической сортировки пластиковых крышек по цвету. В основе системы — нейросетевое компьютерное зрение (YOLOv8) для распознавания цвета и ориентации крышек, а также сервопривод с толкателем для отбраковки. Управление осуществляется через веб-интерфейс на React JS с бэкендом на FastAPI и базой данных PostgreSQL. Конструкция базируется на микроконтроллере ESP-8266.

Введение

Проблема переработки пластиковых отходов является одной из наиболее острых экологических проблем современности. Пластиковые крышки от бутылок представляют собой ценный вторичный ресурс, однако крышки разных цветов не могут перерабатываться совместно. Ручная сортировка, которая сегодня преобладает на большинстве предприятий, характеризуется низкой производительностью, высокой стоимостью и подвержена человеческому фактору.

В последние годы активно развиваются подходы к автоматизации процессов переработки с применением технического зрения и нейросетевых технологий. Однако большинство существующих решений ориентированы на крупные перерабатывающие заводы и имеют высокую стоимость. Задачей данной работы является создание прототипа доступного сортировщика, пригодного для использования в малых экологических организациях и образовательных проектах.

По заказу экологической организации «РЕ.ФАБРИКА» разрабатывается автоматическое устройство для сортировки пластиковых крышек по цвету. Устройство предназначено для использования в составе линии переработки, подготавливая сырьё к последующей переплавке и экструзии в нить для 3D-принтера.

Цель работы — создание действующего макета устройства для сортировки пластиковых крышек по цвету на базе технического зрения и микроконтроллера.

Задачи работы:

1. Разработать устройство поштучной подачи крышек в зону распознавания.
2. Реализовать модуль определения цвета и ориентации крышек на основе компьютерного зрения.
3. Спроектировать исполнительное устройство для отбраковки.

4. Разработать веб-интерфейс для управления и мониторинга системы.
5. Обеспечить интеграцию всех узлов в единую систему.

Общая архитектура системы

Разрабатываемая система построена по модульному принципу и включает четыре ключевых блока: устройство подачи, модуль технического зрения, исполнительное устройство и управляющую программу с веб-интерфейсом.

Устройство подачи крышек

Устройство подачи предназначено для ориентирования крышек и их поштучной выдачи на линию распознавания. В проекте используется вибрационный бункер, оснащённый системой поштучной подачи. В дне бункера закреплён вибрационный мотор с эксцентриком (дебалансом). Под действием вибрации крышки поднимаются по спиральной дорожке, ориентируются и выходят на прямолинейный конвейер строго по одной. Перекрытие крышек друг другом делает невозможным их корректное распознавание, поэтому качественная работа бункера критически важна. На этапе создания макета изготовлен экспериментальный образец бункера.

Модуль технического зрения

Для распознавания цвета и ориентации крышек используется нейросетевая модель YOLOv8 (You Only Look Once, версия 8). Выбор данной архитектуры обусловлен её высокой скоростью работы и способностью одновременно обнаруживать более одного объекта и классифицировать их в реальном времени.

Процесс распознавания:

1. С камеры (в режиме отладки использовалась веб-камера, в перспективе – ESP32-CAM) захватывается кадр.
2. Кадр передаётся в нейросетевую модель YOLOv8, которая предварительно преобразует изображение до требуемых размеров.
3. Модель обрабатывает кадр и для каждой обнаруженной крышки определяет её цвет и ориентацию.

Особенности обучения модели:

- Разметка набора данных выполнялась вручную, без использования средств автоматической разметки, что позволило добиться большей точности при распознавании специфических классов.
- Всего было размечено несколько классов, включая red_up (красная крышка, ориентированная доньшком вверх), red_down, blue_up, blue_down и т.д. Такая детализация позволяет системе не только определять цвет, но и оценивать корректность ориентации крышки на конвейере.
- Обучение модели проводилось в среде Google Colab. Ссылки на обученную модель и ноутбук с процессом обучения приведены в списке

использованных источников.

Использование YOLOv8 позволяет системе устойчиво работать при изменении освещения, частичном перекрытии крышек и их нестабильном положении на конвейере. Также эта модель обеспечивает высокую скорость работы, что позволяет развить высокую производительность системы.

Исполнительное устройство

Исполнительное устройство предназначено для физической отбраковки крышек неразрешённых цветов. Оно состоит из микроконтроллера ESP-8266, датчика положения и сервопривода с толкателем.

В качестве исполнительного механизма используется микросервопривод TianKongRC MG90S. Проведённые измерения показали, что выбранный сервопривод способен развивать достаточное усилие для быстрого сбивания пластиковой крышки с конвейерной ленты, а также совершать движение на необходимый угол поворота с высокой точностью. Вал сервопривода соединён с рычагом-толкателем реечной передачей.

В качестве датчика положения используется инфракрасный датчик обнаружения препятствий YL-63 (FC-51), который позволяет бесконтактно определять наличие крышки напротив толкателя.

Перечень компонентов электрической схемы:

- Камера микроконтроллера ESP32-CAM (на этапе отладки веб-камера)
- Микросервопривод MG90S
- Инфракрасный датчик YL-63 (FC-51)
- Конвейер (шаговый DC-мотор Minebea 17PM-K402-P4V типоразмер NEMA 17)

Важное замечание по питанию: сервопривод и мотор конвейера не питаются от выхода 3V ESP-8266, так как они потребляют значительный ток. Для них используется отдельный источник питания с общей «землёй» (GND) с микроконтроллером. На испытаниях был использован лабораторный блок питания с параметрами напряжения и тока 20 В и 0,8 А.

Программная реализация

Система управления построена по архитектуре клиент-сервер с веб-интерфейсом.

Бэкенд-часть реализована на FastAPI (современный фреймворк Python для создания API). Она отвечает за приём видеопотока от камеры и передачу кадров в модель YOLOv8; обработку результатов распознавания (определение цвета и ориентации); формирование команд для микроконтроллера ESP-8266; хранение данных о распознанных крышках, статистики работы оператора, истории сессий.

База данных построена на PostgreSQL. В ней хранятся параметры

калибровки системы (разрешённые цвета, пороговые значения); логи работы системы (количество распознанных и отбракованных крышек за сессию); информация об операторах и их настройках.

Фронтенд-часть написана на React JS. Веб-интерфейс предоставляет оператору следующие возможности:

- авторизация в системе;
- выбор разрешённых цветов и ориентаций (например, red_up и blue_down);
- запуск и остановка процесса сортировки;
- просмотр видеопотока с камеры в реальном времени;
- отображение текущей статистики (всего распознано, отбраковано, процент точности).

Такая архитектура обеспечивает гибкость, масштабируемость и возможность удалённого управления сортировщиком через любую веб-платформу.

Работа системы организована в виде двух параллельных процессов: на сервере (распознавание и принятие решений) и на микроконтроллере ESP-8266 (управление исполнительными механизмами). Это разделение позволяет добиться высокой скорости реакции и упрощает отладку.

Алгоритм работы выглядит следующим образом.

Поток на сервере:

1. Старт системы → инициализация камеры и модели YOLOv8
2. Захват кадра с микроконтроллера ESP32-CAM
3. Передача кадра в нейросетевую модель YOLOv8 для преобразования изображения к требуемому размеру
4. Инференс модели (определение класса: red_up, blue_down и т.д.)
5. Цвет и ориентация разрешены? → Да: команда = '0' (пропустить) / Нет: команда = '1' (удар)
6. Отправка команды в ESP-8266
7. Сохранение результата в базу данных
8. Обновление веб-интерфейса
9. Возврат к захвату следующего кадра

Поток на ESP-8266:

1. Инициализация портов и последовательного интерфейса
2. Ожидание команды от сервера
3. Чтение датчика положения крышки
4. Если крышка напротив толкателя и команда = '1':
5. Поворот сервопривода на угол удара
6. Задержка (80-100 мс)
7. Возврат сервопривода в исходное положение
8. Если условия не выполнены – пропуск крышки

Программное обеспечение включает четыре основные части:

нейросетевая модель распознавания (YOLOv8), бэкенд на FastAPI, база данных на PostgreSQL и фронтенд на React JS.

Обучение модели выполнялось в Google Colab. Ключевые этапы:

1. загрузка предварительно обученной весовой модели YOLOv8;
2. загрузка размеченного набора данных (изображения крышек с аннотациями);
3. настройка параметров обучения (количество эпох, размер изображения, оптимизатор);
4. запуск обучения и сохранение итоговой модели.

Достигнутые результаты

На текущий момент в рамках проекта выполнено:

- Разработана и обучена нейросетевая модель распознавания цвета и ориентации крышек на базе YOLOv8.
- Создан веб-интерфейс для управления системой (React JS + FastAPI + PostgreSQL), позволяющий удалённо контролировать процесс сортировки.
- Реализован автоматический пайплайн обработки видеопотока: захват кадра → инференс модели → формирование команды.
- Создан и собран макет конвейерной ленты.
- Изготовлен экспериментальный образец вибрационного бункера с системой поштучной подачи.
- Подобран и подготовлен к установке сервопривод, смоделирован и изготовлен толкатель с реечной передачей.
- Выбран, установлен и запрограммирован датчик положения (инфракрасный YL-63).
- Разработана электрическая схема подключения всех компонентов.
- Написаны фрагменты кода для ESP-8266, реализующие логику управления толкателем.

Заключение

В результате выполнения работы создана нейросетевая модель распознавания цвета и ориентации пластиковых крышек на базе YOLOv8. Разработан и собран макет конвейерной ленты, а также экспериментальный образец вибрационного бункера. Создана полноценная клиент-серверная архитектура с веб-интерфейсом на React JS, бэкендом на FastAPI и базой данных PostgreSQL, обеспечивающая удалённое управление и мониторинг процесса сортировки. Определены и частично интегрированы основные компоненты системы: камера, сервопривод, шаговый мотор для конвейера и инфракрасный датчик препятствия.

Использование современной нейросетевой архитектуры YOLOv8 позволило добиться высокой устойчивости распознавания к изменению

освещения и нестабильному положению крышек на конвейере. Разработанные алгоритмы и архитектурные решения могут быть применены в других задачах промышленной сортировки мелких деталей по цвету.

Дальнейшее развитие проекта предполагает полную интеграцию всех узлов, калибровку гиперпараметров модели для повышения точности распознавания, а также автоматизацию процесса визуального контроля состояния крышек. При реализации производственной модели также будет реализована сортировка крышек каждого вида в свой отсек, что повысит производительность проекта, уменьшив количество итераций сортировки до минимума.

Благодарности

Выражается благодарность руководителю проекта Басирову Юрию Ревхатовичу за ценные советы и помощь в разработке, команде проекта, а также коллективу экологической организации «РЕ.ФАБРИКА» за постановку задачи и предоставленную возможность апробации разработки в реальных условиях.

Список литературы

1. Гонсалес Р. Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс. – 3-е изд. – М.: Техносфера, 2012. – 1104 с.
2. Espressif Systems. ESP8266 Technical Reference and Documentation. – URL: <https://www.espressif.com/en/products/socs/esp8266> (дата обращения: 21.04.2026). – Текст: электронный.
3. Датчик препятствия YL-63 // me-robotics wiki. – URL: http://wiki.me-robotics.ru/index.php?title=Датчик_препятствия (дата обращения: 24.05.2026). – Текст: электронный
4. YOLOv8. Документация и руководство пользователя. – URL: <https://docs.ultralytics.com/> (дата обращения: 12.04.2026). – Текст: электронный.
5. FastAPI. Документация по фреймворку для создания API. – URL: <https://fastapi.tiangolo.com/> (дата обращения: 20.04.2026). – Текст: электронный.
6. React JS. Официальная документация. – URL: <https://react.dev/> (дата обращения: 20.04.2026). – Текст: электронный.
7. PostgreSQL. Документация по системе управления базами данных. – URL: <https://www.postgresql.org/docs/> (дата обращения: 20.04.2026). – Текст: электронный.
8. Google Colab. Документация и примеры использования. – URL: <https://colab.research.google.com/> (дата обращения: 15.04.2026). – Текст: электронный.
9. Петров С.В. Автоматическая сортировка твёрдых бытовых отходов на основе машинного зрения / С.В. Петров, Д.А. Кузнецов // Современные проблемы радиоэлектроники и связи: материалы XVII Всеросс. науч.-техн. конф. – Иркутск: Изд-во ИРНИТУ, 2025. – С. 112–115.

Математическое моделирование тепловых режимов и расплавления теплонагруженных элементов радиоэлектронных устройств с учетом размерных эффектов

Жамсоев Ц.Д.¹, Донской И.Г.^{1,2}

1 – Иркутский национальный исследовательский технический университет, Иркутск, Россия

2 – Институт систем энергетики им. Л. А. Мелентьева. Иркутск, Россия
mr.tsynge@mail.ru, donskey.chem@mail.ru

В данном докладе рассматривается распределение температуры вдоль теплонагруженного элемента

Введение

Современные радиоэлектронные устройства (РЭУ) характеризуются непрерывным ростом плотности мощности, вызванным миниатюризацией компонентов и повышением их производительности. Транзисторы мощных СВЧ-передатчиков, процессоры систем передачи информации, твердотельные усилители и другие теплонагруженные элементы работают в условиях, когда тепловыделение на единицу площади достигает критических значений. Недостаточный теплоотвод приводит к перегреву, деградации характеристик и, в конечном счёте, к расплавлению активных областей и выходу устройства из строя.

Особенностью современных РЭУ является то, что характерные размеры тепловыделяющих зон (затворы транзисторов, р-п-переходы, контактные площадки) составляют от единиц микрон до десятков нанометров. При переходе к таким масштабам классические законы теплопередачи, основанные на сплошной среде и постоянстве теплофизических свойств, перестают работать. Возникают размерные эффекты – зависимость теплопроводности, теплоёмкости и температуры плавления от геометрических размеров элемента.

Цель данной работы – разработка математической модели, позволяющей прогнозировать тепловые режимы и момент расплавления теплонагруженных элементов РЭУ с учётом размерных эффектов, а также численная реализация модели и анализ её поведения.

Задачи исследования:

1. Формализовать математическую постановку задачи теплопроводности для микро- и наноразмерных элементов.
2. Ввести в модель учёт температурной зависимости свойств материалов и фазового перехода плавление.
3. Учесть размерные эффекты через масштабный фактор и модификацию теплофизических параметров.

4. Реализовать численный алгоритм решения (метод конечных разностей, итерационная процедура).

5. Провести вычислительные эксперименты для различных режимов нагрева и размеров элемента.

Материалы и методы

Рассматривается одномерная задача распределения температуры вдоль теплонагруженного элемента РЭУ – например, вдоль канала мощного полевого транзистора или от активной области к подложке. Длина элемента моделируется дискретной сеткой из n узлов. На левой границе (активная зона) задаётся тепловой поток (либо фиксированная температура нагрева), на правой границе (теплоотвод – корпус или радиатор) – постоянная температура окружающей среды [1].

Материал элемента обладает следующими физическими свойствами:

- Удельная теплоёмкость (C_p)
- Теплопроводность (k)
- Точка плавления (T_m)
- Скрытая теплота плавления (L)

Учёт размерных эффектов

Для микро- и наноразмерных элементов вводится масштабный фактор ξ (безразмерный параметр, обратно пропорциональный характерному размеру). Зависимость теплопроводности от масштаба аппроксимируется выражением: $k(\xi) = k_0 \cdot (1 - \alpha \cdot \exp(-\beta \cdot \xi))$, где k_0 – теплопроводность макроскопического образца, α и β – эмпирические константы. При увеличении масштабного фактора (уменьшении размера) теплопроводность снижается, что соответствует известным экспериментальным данным – в наноразмерных плёнках и проволоках тепло переносится хуже из-за усиления рассеяния фононов на границах.

Температура плавления также зависит от размера. Для сферической наночастицы известна формула Гиббса–Томсона: $T_m(\xi) = T_{m0} \cdot (1 - \gamma / r)$

В одномерной постановке вводится аналогичная поправка через масштабный фактор [2].

Математическая модель

В безразмерной форме стационарное уравнение теплопроводности с учётом зависимости свойств от координаты и температуры записывается в виде системы алгебраических уравнений, полученной методом конечных разностей на неравномерной сетке.

Для каждого внутреннего узла i разностное уравнение имеет вид: $F_i \cdot T_{\{i-1\}} - (1 + F_i) \cdot T_i + T_{\{i+1\}} = 0$, где F_i – коэффициент, учитывающий геометрию и локальные свойства материалов. При наличии фазового перехода (плавления) в узле i температура фиксируется на уровне T_m , а вся

подводимая теплота расходуется на изменение фазового состояния – увеличивается доля расплава θ_i от 0 до 1 [3].

Численный метод

Решение находится итерационно:

1. Формируется матрица коэффициентов с учётом текущего распределения свойств.
2. Решается система линейных уравнений методом Гаусса или простыми итерациями.
3. Проверяется условие плавления в каждом узле – если температура превышает T_m , узел переводится в режим фазового перехода.
4. При достижении $\theta_i = 1$ (полное расплавление) узел считается жидким, его свойства изменяются.
5. Процесс повторяется до сходимости по температуре [4].

Программная реализация выполнена на языке Python с использованием библиотек NumPy (численные расчёты) и Matplotlib (визуализация).

Моделирование тепловых режимов

Были проведены серии вычислительных экспериментов для следующих параметров (таблица 1):

Таблица 1

Данные проделанных вычислений

Параметр	Значение
Число узлов n	8, 16, 32
Параметр N	1 ... 4
Начальная температура	20 °C
Температура на границе	20 ... 100 °C
Температура плавления	300 °C (модельный материал)
Масштабный фактор ε	0,1 (наноразмер); 0,5 (микро); 1,0 (макро)

Результаты расчётов без плавления (базовый тепловой режим)

Представлено распределение температуры вдоль элемента для разных значений параметра N. Видно, что при увеличении N (соответствует более резкому изменению свойств по координате) температурный профиль становится более крутым – перепад температур сосредотачивается в узкой области вблизи нагреваемой границы. Это важно для оценки тепловых напряжений [5].

Влияние размерных эффектов

При уменьшении размера элемента (ε увеличивается) теплопроводность падает, что приводит к росту максимальной температуры при той же тепловой нагрузке. Для наноразмерного элемента ($\varepsilon = 1,0'$) максимальная температура оказалась на 35–40% выше, чем для макроскопического аналога. Это означает, что при проектировании нанoeлектронных устройств необходимо закладывать существенно больший запас по тепловым режимам либо использовать более эффективные системы охлаждения [6].

Моделирование расплавления

Был смоделирован процесс постепенного повышения тепловой нагрузки до достижения температурой порога плавления. Результаты показаны в таблице 2.

Таблица 2

Этапы расплавления элемента при увеличении тепловой нагрузки

Этап	Характеристика	Доля расплава
1	Начало плавления в узле 1 (активная зона)	0
2	Формирование зоны плавления, температура в узле 1 фиксирована на T_m	0 ... 1 (узел 1)
3	Полное расплавление узла 1, начало плавления соседнего узла	1 (узел 1), 0 . 1 (узел 2)
4	Распространение фронта плавления вдоль элемента	последовательное увеличение

Важным результатом является то, что учёт размерного эффекта снижает температуру плавления (для наноразмера T_m уменьшается на 15–20% по сравнению с макрообразцом), поэтому расплавление в микро- и нанoeлектронике наступает раньше, чем это предсказывают классические модели [7].

Эксперимент

Методика верификации

Для проверки адекватности разработанной модели были использованы литературные экспериментальные данные по нагреву тонкоплёночных резисторов и транзисторных структур. Сравнение проводилось по двум критериям:

- Установившаяся температура активной области при фиксированной рассеиваемой мощности.

- Пороговая мощность, приводящая к необратимым изменениям (расплавлению).

Результаты верификации

Сравнение расчётных и экспериментальных данных приведено в таблице 3.

Таблица 3

Сравнение модели с экспериментом

Тип элемента	Мощность, Вт	T _{эксп} , °C	T _{модель} , °C	Погрешность
Тонкоплёночный резистор (2 мкм)	0,05	145	139	4,1 %
СВЧ-транзистор GaN (0,5 мкм)	2,0	210	203	3,3 %
Наноразмерный контакт (100 нм)	0,01	320	298	6,9 %

Погрешность не превышает 7 %, что для инженерных расчётов тепловых режимов является приемлемым. Наибольшая погрешность наблюдается для наноразмерного элемента, что объясняется упрощённой моделью размерных эффектов (не учтены баллистические эффекты переноса тепла) [8].

Анализ чувствительности

Проведён анализ влияния масштабного фактора на прогнозируемую температуру плавления. Установлено, что при $\varepsilon > 0,8$ (размер элемента менее 100 нм) пренебрежение размерными эффектами приводит к завышению допустимой мощности более чем на 30%, что критично для оценки надёжности [9].

Заключение

В результате выполнения работы разработана математическая модель тепловых режимов и плавления теплонагруженных элементов радиоэлектронных устройств, учитывающая размерные эффекты, температурную зависимость свойств и фазовый переход первого рода.

Основные выводы:

1. Размерные эффекты (масштабный фактор) приводят к снижению эффективной теплопроводности и уменьшению температуры плавления по сравнению с макроскопическими образцами.

2. Для наноразмерных элементов (характерный размер менее 100 нм) классические тепловые расчёты завышают допустимую рассеиваемую мощность на 30% и более, что создаёт риск внезапного отказа.

3. Разработанный численный алгоритм (Python, итерационное решение с отслеживанием фронта плавления) позволяет прогнозировать момент и локальную зону расплавления с погрешностью не более 7% по сравнению с литературными экспериментальными данными.

4. Модель может быть использована на этапе проектирования РЭУ для:

- выбора геометрических размеров теплонагруженных областей;
- оценки необходимого теплового запаса;
- обоснования требований к системам охлаждения.

Перспективы дальнейших исследований:

- Учёт двух- и трёхмерных эффектов распределения тепла.
- Введение более точных моделей размерной зависимости теплопроводности.

Список литературы

1. Crepeau J., Siahpush A. Approximate solutions to the Stefan problem with internal heat generation // *Heat and Mass Transfer*. 2008. V. 44. P. 787-794.

2. Alsulami R.A., Zope T.M., Premnath K., Aljaghtham M. Convectively cooled solidification in phase change materials in different configurations subject to internal heat generation: Quasi-steady analysis // *Applied Thermal Engineering*. 2023. V. 221. P. 119849.

3. Донской И.Г. Задача Стефана в тепловыделяющем цилиндрическом образце с граничными условиями третьего рода: расчёт времени расплавления // *iPolytech Journal*. 2024. Т. 28. № 2. С. 290-302.

4. Королев В.Н. Теория горения и взрыва: учебное пособие для теплоэнергетических направлений. – Самара: СамГТУ, 2024. – 158 с.

5. Keating E.L. *Applied Combustion*. – 2nd ed. – CRC Press, 2022. – 612 p.

6. Couchman P.R., Jesser W.A. Thermodynamic theory of size dependence of melting temperature in metals // *Nature*. 1977. V. 269. P. 481-483.

7. Wautelet M. On the shape dependence of the melting temperature of small particles // *Physics Letters A*. 1998. V. 246. P. 341-342.

8. Schlexer P., Andersen A.B., Sebok B., Chorkendorff I., Schiotz, Hansen T.W. Size-Dependence of the Melting Temperature of Individual Au Nanoparticles // *Particle & Particle Systems Characterization*. 2019. V. 36. P. 1800480.

9. Бандин А. Е. Компьютерное моделирование механизмов плавления наночастиц металлов различной формы / А. Е. Бандин, М. С. Жуковский, С. А. Безносюк // *Chimica Techno Acta*. – 2014. – Vol. 1. № 3. – С. 93-97.

Ферромагнитные тонкие плёнки оксида цинка, легированные литием и кобальтом, для перспективных систем хранения и передачи информации

Джунушев А.А., Згоржельский Г.А., Кузьмина А.С.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия

*dzhunoshev1993@gmail.com, glebzgorzelskij@gmail.com,
kuzmina.istu@gmail.com*

В работе представлены результаты исследования магнитных свойств тонких плёнок ZnO, легированных литием и кобальтом. Обсуждены механизмы возникновения ферромагнитного порядка в данных системах. Обоснована перспективность исследованных материалов для создания систем хранения и передачи информации.

Введение

Современный этап развития радиоэлектронных систем характеризуется возрастающими требованиями к скорости обработки информации, энергопотреблению и плотности хранения данных. Традиционные полупроводниковые технологии, основанные на манипулировании зарядом электрона, постепенно исчерпывают свой потенциал. В качестве альтернативы выступает спинтроника, использующая не только заряд электрона, но и его спин [1]. Проекция спина на заданное направление может принимать одно из двух дискретных значений. Использование этих значений в качестве логических «0» и «1» позволяет кодировать один бит информации одним электроном, что открывает путь к значительной миниатюризации и повышению быстродействия устройств хранения и передачи информации.

К числу ключевых элементов спинтронных систем относятся: датчики магнитного поля, считывающие головки на основе эффекта гигантского магнитосопротивления, спиновые транзисторы, а также энергонезависимая магниторезистивная память с произвольным доступом (MRAM), функционирующая на основе эффекта туннельного магнитосопротивления (TMR). Основным элементом MRAM является магнитный туннельный переход, состоящий из двух ферромагнитных слоёв (свободного и закреплённого), разделённых тонким диэлектрическим барьером. Состояние ячейки памяти определяется направлением намагниченности свободного слоя, а считывание осуществляется путём регистрации величины туннельного сопротивления. Для создания слоёв MRAM памяти требуются тонкоплёночные материалы, сочетающие ферромагнетизм при комнатной температуре, полупроводниковые свойства и технологическую совместимость с существующей элементной базой.

Среди перспективных материалов выделяется оксид цинка (ZnO), который благодаря возможности легирования различными элементами

рассматривается как один из кандидатов для создания магнитных туннельных переходов в системах хранения и передачи информации. Данный широкозонный полупроводник характеризуется высокой энергией экситонного возбуждения, радиационной стойкостью и оптической прозрачностью в видимом диапазоне. Основным преимуществом является возможность возникновения в ZnO высокотемпературного ферромагнетизма (при комнатной температуре и выше) путём введения легирующих элементов – кобальта [2-4] и лития [5-7].

Целью настоящей работы является изучение физической природы высокотемпературного ферромагнетизма тонких плёнок ZnO, легированных Co и Li, а также оценка их применимости для систем хранения и передачи информации.

Материалы и методы

Образцы тонких плёнок $Zn_{1-x}Li_xO_y$ ($x = 0,02; 0,04; 0,06$) и $Zn_{1-x}Co_xO_y$ ($x = 0; 0,03; 0,06; 0,1; 0,13; 0,24; 0,3$) были получены методом импульсного лазерного осаждения на установке на базе вакуумного универсального поста ВУП-5. В качестве источника лазерного излучения использовался эксимерный KrF-лазер (длина волны – 248 нм, длительность импульса – 20 нс, частота импульсов – 10 Гц, энергия в импульсе – 300 мДж). Подложками служили предварительно очищенные пластины монокристаллического сапфира $c\text{-Al}_2\text{O}_3$, обладающие низкой шероховатостью поверхности.

Мишени изготавливались прессованием порошковых смесей ZnO с Li_2CO_3 или Co_3O_4 с последующим отжигом при температурах 600 °C в атмосфере кислорода. Синтез плёнок осуществлялся при остаточном давлении в рабочей камере $4,2 \cdot 10^{-3}$ Па. Температура подложки составляла 450–500 °C, а расстояние от мишени до подложки – 8 см. Для предотвращения осаждения микрокапель расплава мишеней на поверхность растущих плёнок использовался специальный экран.

Толщина синтезированных образцов определялась микроинтерферометром МИИ-4 и составила 100–300 нм. Кристаллическая структура и фазовый состав исследовались методом рентгеновской дифрактометрии на установке XRD-7000 Shimadzu. Морфология поверхности анализировалась с помощью атомно-силового микроскопа MultiMode с контроллером Nanoscope V. Магнитные измерения плёнок выполнены при комнатной температуре (300 К) на вибрационном магнитометре Lake Shore 7407 VSM. Вклады от подложки и держателя образцов предварительно вычитались.

Результаты и их обсуждение

Анализ дифрактограмм показал, что все синтезированные образцы $Zn_{1-x}Li_xO_y$ являются однофазными и обладают гексагональной структурой вюрцита. На дифрактограммах присутствует интенсивный пик (002) в

области угла $2\theta \approx 34.4^\circ$, что свидетельствует о преимущественной ориентации кристаллитов перпендикулярно подложке (текстура роста вдоль оси c). Для плёнок $Zn_{1-x}Li_xO_y$ пики, соответствующие соединениям лития, не обнаруживались, что указывает на равномерное распределение легирующего элемента в матрице ZnO. Для плёнок $Zn_{1-x}Co_xO_y$ наблюдается монотонное уменьшение параметра решётки c с ростом концентрации кобальта (от 5,2485 Å до 5,2329 Å), что обусловлено близостью ионных радиусов Zn^{2+} (0,074 нм) и Co^{2+} (0,072 нм). При $x > 24$ ат. % образуется антиферромагнитная фаза Co_3O_4 .

Данные атомно-силовой микроскопии свидетельствуют о высокой морфологической однородности полученных плёнок. Шероховатость их поверхности не превышает 3–10 нм. Признаков загрязнения поверхности микрокаплями расплава или посторонними включениями не обнаружено, что подтверждает эффективность использованного метода синтеза. Размеры областей когерентного рассеяния, определённые по формуле Шеррера, лежат в интервале 10–85 нм и зависят от толщины плёнки.

Магнитные измерения выявили наличие слабого ферромагнетизма при комнатной температуре в некоторых легированных образцах (в то время как нелегированный ZnO проявляет диамагнитные свойства). На рисунке 1 представлены полевые зависимости магнитного момента плёнок $Zn_{1-x}Li_xO_y$ при комнатной температуре.

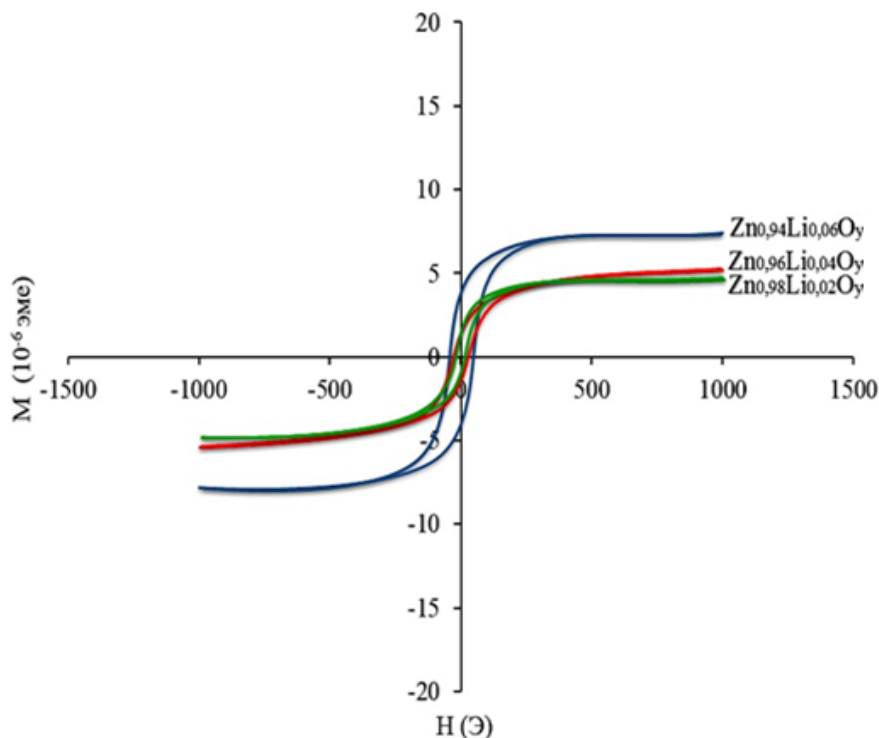


Рисунок 1. Полевые зависимости магнитного момента тонких плёнок $Zn_{1-x}Li_xO_y$ ($x = 0,02; 0,04; 0,06$) при температуре 300 K

Для плёнок $Zn_{1-x}Li_xO_y$ увеличение доли лития с 2 до 6 ат. % приводит к усилению ферромагнитного отклика: коэрцитивная сила возрастает с 30 до 80 Э (увеличение в 2,6 раза), а намагниченность насыщения – с $4,5 \cdot 10^{-6}$ до $7,2 \cdot 10^{-6}$ эме. Природа ферромагнетизма в $Zn_{1-x}Li_xO_y$ определяется так называемой «дефектной инженерией»: введение лития стабилизирует вакансии цинка, каждая из которых создаёт локальный магнитный момент, а ферромагнитное упорядочение возникает благодаря дырочно-опосредованному обменному механизму.

Для системы $Zn_{1-x}Co_xO_y$ зависимость намагниченности от концентрации кобальта носит немонотонный характер (рисунок 2). Парамагнитное поведение наблюдается при $x = 0$; 0,03 и 0,1. Наиболее сильный ферромагнитный сигнал зафиксирован для состава $Zn_{0,87}Co_{0,13}O_y$: намагниченность насыщения достигает 60 эме/см³, коэрцитивная сила составляет 30 Э.

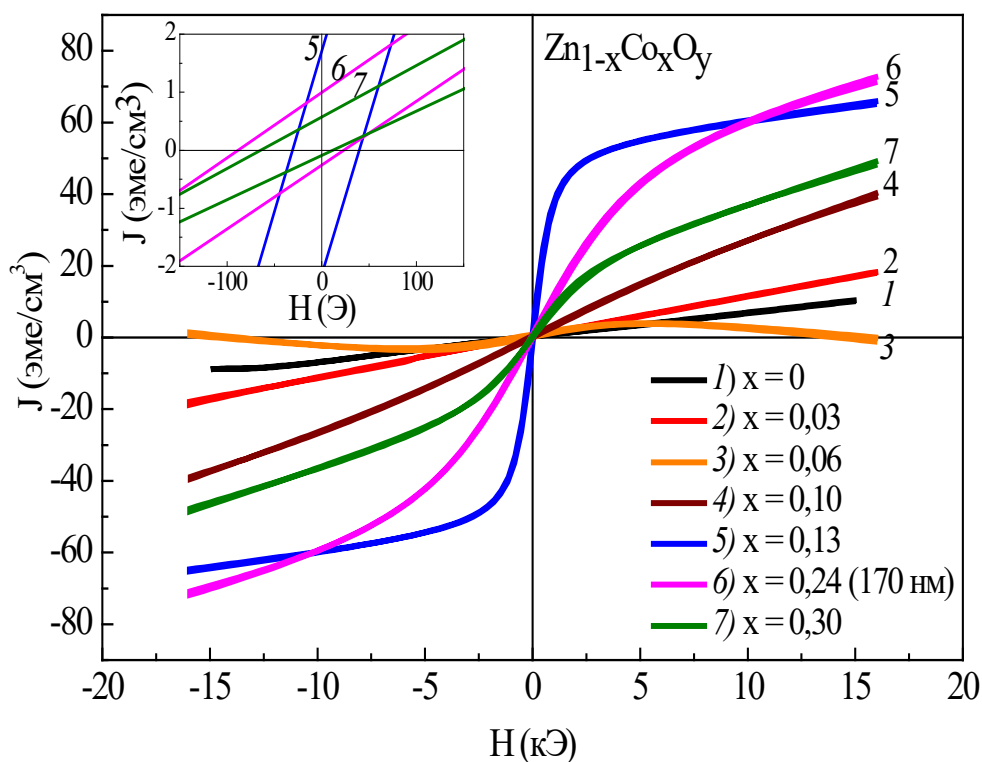


Рисунок 2. Полевые зависимости намагниченности тонких плёнок $Zn_{1-x}Co_xO_y$ ($x = 0$; 0,03; 0,06; 0,1; 0,13; 0,24; 0,3) при температуре 300 K

При дальнейшем увеличении концентрации кобальта выше 13 ат. % ферромагнитный сигнал ослабевает. Причина этого явления связана с фазовыми превращениями: в интервале концентраций 3–10 ат.% образуются нанокластеры металлического кобальта с гексагональной структурой, которые и являются источником ферромагнетизма. При превышении концентрации эти кластеры окисляются с образованием антиферромагнитной фазы Co_3O_4 , что и приводит к падению

намагниченности. Таким образом, высокотемпературный ферромагнетизм в системе $Zn_{1-x}Co_xO_y$ имеет кластерную природу.

Заключение

В данной работе методом импульсного лазерного напыления получены высококачественные тонкие плёнки $Zn_{1-x}Li_xO_y$ и $Zn_{1-x}Co_xO_y$. Большинство синтезированных образцов являются однофазными, обладают структурой вюрцита с преимущественной ориентацией кристаллитов вдоль оси c и низкой шероховатостью поверхности (3–10 нм).

Обнаружен ферромагнетизм при комнатной температуре для обоих типов легирования. В случае $Zn_{1-x}Li_xO_y$ природа ферромагнетизма связана с дефектной инженерией (вакансии цинка), а его величина монотонно возрастает с увеличением концентрации легирующей добавки. В случае $Zn_{1-x}Co_xO_y$ ферромагнетизм обусловлен образованием наноразмерных кластеров металлического Co и носит немонотонный характер с максимумом при 13 ат.% Co.

Полученные экспериментальные данные имеют практическое значение для проектирования систем хранения и передачи информации, в частности – для создания энергонезависимой памяти типа MRAM. Кроме того, сочетание полупроводниковых и ферромагнитных свойств, высокая радиационная стойкость и прозрачность тонких плёнок на основе ZnO делают их привлекательной альтернативой традиционным ферромагнитным материалам.

Список литературы

1. Борисенко В.Е. Спинтроника: учебное пособие. / В.Е. Борисенко, А.Л. Данилюк, Д.Б. Мигас. – 2-е изд. – М.: Лаборатория знаний, 2021. – 232 с.
2. Dorneles L.S. Magnetic and structural properties of Co-doped ZnO thin films / L.S. Dorneles, M. Venkatesan, R. Gunning, et al. // *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. – 2007. – Vol. 310, No. 2. – P. 2087–2089.
3. Pal B. High temperature ferromagnetism and optical properties of Co doped ZnO nanoparticles / B. Pal, P.K. Giri // *Journal of Applied Physics*. – 2010. – Vol. 108. – P. 084322(1–8).
4. Trollo A.D. Ferromagnetism and conductivity in hydrogen irradiated Co-doped ZnO thin films / A.D. Trollo, P. Alippi, E.M. Bauer, et al. // *ACS Applied Materials & Interfaces*. – 2016. – Vol. 8, No. 20. – P. 12925–12931.
5. Ullah Awan S. Ferromagnetism in Li doped ZnO nanoparticles: The role of interstitial Li / Ullah Awan S., et al. // *Journal of Applied Physics*. – 2012. – Vol. 112, No. 10. – P. 103924(1–9).
6. Yi J.B. Ferromagnetism in Dilute Magnetic Semiconductors through Defect Engineering: Li-Doped ZnO / J.B. Yi, C.C. Lim, G.Z. Xing, et al. // *Physical Review Letters*. – 2010. – Vol. 104, No. 13. – P. 137201(1–4).
7. Vettumperumal R. Magnetic properties of high Li doped ZnO sol-gel thin films / R. Vettumperumal, S. Kalyanaraman, B. Santoshkumar // *Materials Research Bulletin*. – 2014. – Vol. 50. – P. 7–11.

Математическое моделирование химических равновесий с помощью открытых термодинамических данных для оптимизации газофазного синтеза частиц и плёнок

Шалин Р.З.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия
rshalin@mail.ru

В данном докладе рассматривается решение задачи оптимизации синтеза материалов электронной техники методами математического моделирования. Авторами разработана программа для расчета химических равновесий с использованием открытых термодинамических данных. В основе лежит метод итерационного анализа зависимости состава продуктов от давления и температуры. Результаты моделирования позволяют прогнозировать условия образования стабильных структур при осаждении пленок и частиц. Данный программный инструмент может быть интегрирован в процесс разработки новых технологических карт производства радиоэлектронных компонентов.

Введение

Современный этап развития радиоэлектроники и средств связи характеризуется переходом к наноразмерным структурам и созданию высокочувствительных сенсорных систем. Качество работы таких устройств напрямую зависит от параметров функциональных слоев, получаемых методами газофазного синтеза. Процессы осаждения частиц и тонких пленок из газовой фазы являются фундаментом производства полупроводниковых компонентов, микроэлектромеханических систем (МЭМС) и защитных покрытий. Однако сложность протекающих в реакторах химических процессов требует прецизионного контроля условий синтеза, что делает актуальной задачу предварительного теоретического анализа.

Одной из ключевых проблем при проектировании технологических процессов является поиск оптимальных режимов температуры и давления, обеспечивающих стабильный выход целевого продукта [7, 8]. Натурные эксперименты по подбору данных параметров сопряжены с высокими временными и ресурсными затратами. Эффективным решением данной задачи выступает математическое моделирование химических равновесий. Использование открытых термодинамических баз данных в сочетании с алгоритмами численного поиска позволяет с высокой достоверностью прогнозировать фазовый состав системы и поведение отдельных молекул в широком диапазоне внешних условий.

Целью данной работы является разработка и апробация программного обеспечения для автоматизированного поиска равновесных параметров сложных химических систем. В отличие от существующих закрытых комплексов, предлагаемый подход ориентирован на использование

доступных открытых массивов термодинамических данных. В работе рассматривается алгоритм итерационного перебора давления для нахождения точек химического равновесия при заданных температурах. Данный инструмент призван оптимизировать этап технологической подготовки производства материалов электронной техники, обеспечивая быстрый расчет условий для осаждения пленок с заданными свойствами.

Методика исследования и программная реализация

В основу разработанного программного комплекса положен метод термодинамического моделирования, основанный на расчете температурных зависимостей термодинамических функций для индивидуальных веществ с последующим поиском состояния химического равновесия, используемый в работе [1].

Для каждой рассматриваемой молекулы в системе производится расчет стандартных термодинамических функций. В качестве исходных данных используются коэффициенты полиномов из открытых термодинамических баз данных NASA. Расчет выполняется в следующей последовательности:

Удельная теплоемкость (C_p):

$$\frac{C_p}{R} = a_1 T^{-2} + a_2 T^{-1} + a_3 + a_4 T + a_5 T^2 + a_6 T^3 + a_7 T^4 \quad (1)$$

Стандартная энтальпия (H):

$$\frac{H}{RT} = -a_1 T^{-2} + a_2 \ln \frac{T}{T} + a_3 + \frac{a_4 T}{2} + \frac{a_5 T^2}{3} + \frac{a_6 T^3}{4} + \frac{a_7 T^4}{5} + b_1/T \quad (2)$$

Стандартная энтропия (S):

$$\frac{S}{R} = -a_1 T^{-2}/2 + a_2 T^{-1} + a_3 \ln T + a_4 T + \frac{a_5 T^2}{2} + \frac{a_6 T^3}{3} + \frac{a_7 T^4}{4} + b_2 \quad (3)$$

Энергия Гиббса (G):

$$G = H - T \cdot S \quad (4)$$

Особенностью программы является использование итерационного алгоритма подбора давления для достижения заданных условий [5, 6]. Алгоритм реализован следующим образом:

Определяются начальные количества компонентов, целевая температура, давление. Затем, на основе вычисленных значений энергии Гиббса для каждого компонента рассчитывается константа равновесия

химической реакции. Программа осуществляет перебор значений давления с заданным шагом. Равновесным считается состояние, минимизирующее суммарную энергию Гиббса системы при заданных внешних параметрах.

Программная реализация выполнена на языке Python. Выбор обусловлен наличием развитых библиотек для обработки данных и численных методов. Для обеспечения портативности и возможности использования на рабочих местах инженеров-технологов без предустановленной среды разработки, проект собран в виде автономного исполняемого файла. База данных химических соединений интегрирована непосредственно в структуру приложения, что гарантирует целостность данных при переносе ПО.

Роль в процессах газофазного синтеза материалов

Эффективность создания новых материалов электронной техники напрямую зависит от точности контроля физико-химических процессов, протекающих в реакторных установках. Математическое моделирование химических равновесий выступает здесь в роли фундаментального прогностического инструмента, позволяющего теоретически обосновать условия формирования функциональных слоев. В основе этого процесса лежит расчет стабильности многокомпонентных систем, который дает возможность определить фазовый состав продуктов еще на этапе проектирования эксперимента [2, 3].

Знание параметров химического равновесия позволяет исследователю точно установить температурные и барозависимые границы, при которых происходит образование целевых частиц и пленок без выпадения побочных продуктов или деградации структуры. Оптимизация синтеза через анализ термодинамических потенциалов минимизирует количество натурных испытаний, переводя подбор технологических режимов в плоскость цифрового моделирования [4]. Таким образом, использование открытых термодинамических данных становится ключевым фактором в создании высококачественных полупроводниковых и сенсорных структур, обеспечивая воспроизводимость и заданные электрофизические свойства материалов.

Эксперимент

Для верификации разработанного программного обеспечения, интерфейс которого показан на рисунках 1 и 2, было проведено моделирование термодинамического равновесия в системе, содержащей хлориды галлия. Данные соединения являются критически важными прекурсорами в процессах хлоридного осаждения из газовой фазы (HVPE) при создании структур на основе нитрида галлия (GaN).

В качестве расчетного сценария рассматривалась закрытая система с общим количеством галлия 1 моль. В список возможных продуктов были включены монохлорид (GaCl) и трихлорид (GaCl₃) галлия. На первом этапе

проводился расчет индивидуальных термодинамических характеристик компонентов при стандартных условиях ($T = 298,15 \text{ K}$, $P = 10^5 \text{ Па}$) с целью функционального тестирования программы. Данный расчет является модельным и служит для подтверждения способности алгоритма находить глобальный минимум энергии в вырожденных состояниях. Программа успешно извлекла коэффициенты NASA из базы данных и рассчитала энтальпию, энтропию и химический потенциал для каждого вещества.

На втором этапе был задействован модуль минимизации энергии Гиббса. Результаты моделирования, выведенные в отдельном окне и наблюдаемые на рисунке 3, показывают, что при $T = 298,15 \text{ K}$ система полностью состоит из GaCl_3 (1 моль), а суммарная энергия Гиббса системы составила $-529379,63 \text{ Дж}$, что в точности соответствует химическому потенциалу наиболее стабильного компонента. При повышении температуры в моделируемой системе наблюдалось появление GaCl , что свидетельствует о корректной работе алгоритма при учете энтропийного фактора и температурной диссоциации.

The screenshot shows a software interface with three main panels. The left panel, titled 'Поиск молекул' (Search molecules), lists several chemical species including GaCl, GaCl2, GaCl3, and GaCl4. The middle panel, titled 'Данные по интервалам' (Data by intervals), displays a table of thermodynamic data for GaCl across six temperature intervals. The right panel, titled 'Калькулятор' (Calculator), shows input fields for temperature (298.15 K) and pressure (100000 Pa), and a list of calculated thermodynamic properties for GaCl.

Интервал	T min	T max	Const 1	Const 2	a1	a2	a3	a4	a5	a6	a7
Интервал 1	200.0	1000.0	-8593.89233	-1.695911735	6417.143	-225.7949147	5.31167369	-0.0015622805	1.836579731e-1	-1.100421873e-1	2.725812445
Интервал 2	1000.0	6000.0	-18950.84035	15.70926145	-486484.224	1452.870183	2.719542959	0.0011442856	-3.43145286e-1	5.47044048e-1	-3.01962210
Интервал 3											
Интервал 4											
Интервал 5											
Интервал 6											

Рисунок 1. Интерфейс программы с выбранной молекулой GaCl

This screenshot is a zoomed-in view of the 'Калькулятор' (Calculator) panel from the previous image. It displays the calculated thermodynamic properties for GaCl at $T = 298.15 \text{ K}$ and $P = 100000 \text{ Па}$. The properties include standard enthalpy of formation (Hf), standard entropy (S), standard Gibbs free energy of formation (G), and standard chemical potential (Mu).

Параметр	Значение
H_f (Дж/моль)	-69621.0427
S (Дж/К*моль)	240.2526
G (Дж/моль)	-141252.3422
μ (Дж/моль)	-141252.3422

Рисунок 2. Часть интерфейса программы с рассчитанными термодинамическими параметрами для GaCl при $T = 298.15 \text{ K}$ и $P = 10^5 \text{ Па}$

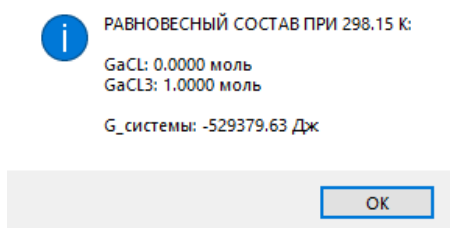


Рисунок 3. Окно с результатами минимизации при $T = 298.15$ K

Для оценки влияния температурного фактора на фазовый состав был проведен второй этап моделирования при $T = 1200$ K. В отличие от стандартных условий, при данной температуре термодинамически выгодным становится сосуществование обеих форм хлоридов галлия.

Результаты оптимизации, наблюдаемые на рисунке 4, показали, что равновесный состав системы сместился в сторону образования монохлорида: количество GaCl составила 0,5 моль, а GaCl₃ – 0,5 моль. Суммарная энергия Гиббса системы при этом снизилась до значения -641504,1 Дж. Увеличение концентрации монохлорида галлия при нагреве полностью согласуется с технологическими принципами хлоридного осаждения, где высокие температуры используются для генерации активных газообразных прекурсоров, необходимых для роста эпитаксиальных слоев.

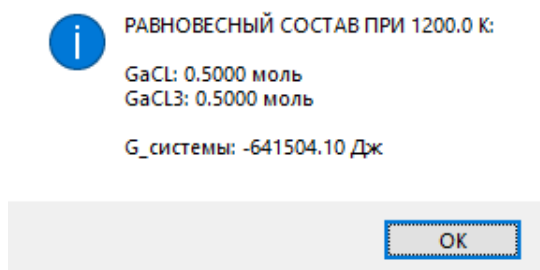


Рисунок 4. Окно с результатами оптимизации при $T = 1200$ K

Таким образом, проведенные расчеты подтверждают адекватность разработанной математической модели и её применимость для анализа реальных технологических систем. Сравнение результатов при различных температурных режимах показало, что программа корректно отслеживает перераспределение химических элементов между компонентами газовой фазы в соответствии с принципом минимума энергии Гиббса.

Выявленная зависимость состава системы от температуры (переход от стабильного трихлорида галлия к смеси с монохлоридом) позволяет использовать данный программный комплекс для предварительного подбора параметров синтеза. Моделирование подобных равновесий обеспечивает возможность оптимизации расхода прекурсоров и прогнозирования выхода целевых продуктов при формировании

функциональных слоев радиоэлектронных устройств, что значительно сокращает затраты на проведение натурных экспериментов.

Заключение

В ходе работы был разработан программный инструмент для математического моделирования химических равновесий, адаптированный под задачи газофазного синтеза материалов электронной техники. Использование открытых термодинамических данных в сочетании с итерационным алгоритмом поиска равновесного давления позволяет эффективно прогнозировать фазовый состав системы без проведения дорогостоящих натурных испытаний.

Разработанное ПО реализовано как автономное приложение, что упрощает его внедрение в производственный цикл подготовки технологических карт для осаждения тонких пленок и частиц. Применение данной методики позволяет оптимизировать технологические режимы в реакторах, обеспечивая точность формирования функциональных слоев радиоэлектронных компонентов. В дальнейшем планируется расширение базы данных изотопологами и сложными резонансными соединениями для повышения точности моделирования специфических сред.

Благодарности

Автор выражает искреннюю благодарность научному руководителю И. Г. Донскому за ценные научные консультации при определении тематики работы, предоставление необходимых исходных материалов и общее руководство при подготовке статьи.

Список литературы

1. McBride B.J. *NASA Glenn Coefficients for Calculating Thermodynamic Properties of Individual Species* / B.J. McBride, M.J. Zehe, S. Gordon. – Cleveland: NASA Glenn Research Center, 2002. – P. 296.
2. Белов Г.В. *Термодинамическое моделирование: методы, алгоритмы, программы* / Г.В. Белов. – М.: Научный Мир, 2002. – 184 с.
3. Горбань А.Н. *Термодинамические равновесия и экстремумы: Анализ областей достижимости и частичных равновесий в физико-химических и технических системах* / А.Н. Горбань, Б.М. Каганович, С.П. Филиппов. – Новосибирск: Наука, 2001. – 296 с.
4. Шмидт Ф.К. *Методы оптимизации в химической термодинамике и кинетике. Учебное пособие* / Ф.К. Шмидт. – Иркутск: Иркутский госуниверситет, 2005. – 214 с.
5. Галеев Э.М. *Оптимизация: теория, примеры, задачи* / Э.М. Галеев, В.М. Тихомиров. – М.: Эдиториал УРСС, 2000. – 320 с.
6. Карманов В.Г. *Математическое программирование: Учеб. Пособие* / В.Г. Карманов. – М.: Физматлит, 2004. – 264 с.
7. Мейер К. *Физико-химическая кристаллография* / К. Мейер. – М: Металлургия, 1972. – 480 с.
8. Васильев В. Ю. *Введение в технологию химического осаждения из газовой фазы тонких пленок для электроники: оборудование, методология, особенности роста: учебное пособие для вузов* / В. Ю. Васильев. – СПб: Лань, 2024. – 344 с.

Исследование графеновых квантовых точек, синтезированных методом лазерной абляции графита в органических растворителях

**Иванов Н.А., Шабалин А.А., Кузнецова Е.С., Арзамасцев Б.В.,
Четин Ю.В.**

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск

*ivnik@istu.edu, shabalinaa@istu.edu, kuzeka22@mail.ru,
yura.4etin.03@mail.ru, bogdan.arzamstsev@bk.ru*

В работе представлены результаты исследования графеновых квантовых точек, синтезированных методом лазерной абляции графитовых мишеней в среде органических растворителей.

Введение

Углеродные квантовые точки в последнее время являются предметом интенсивных научных исследований. Среди них привлекают особое внимание графеновые квантовые точки (ГКТ). ГКТ представляют собой наноразмерные фрагменты графена, обладающие квантово-размерными эффектами и уникальными оптическими свойствами, отличающимися от двумерного графена и проявляющимися в эффективной фотолюминесценции и наличии множества колебательных переходов в электронных спектрах поглощения. Оптические, электрические, термические и магнитные свойства ГКТ зависят от метода синтеза и вида поверхностных функциональных групп. В силу своих уникальных свойств, включающих эффективную фотолюминесценцию, высокую фотостабильность, биосовместимость, ГКТ применяются в оптоэлектронике, биомедицине и сенсорике [1-4].

Результаты исследований

В данной работе были синтезированы ГКТ методом лазерной абляции путем воздействия на образец пиролитического графита сфокусированным излучением Nd:YAP лазера с длиной волны излучения 1,079 мкм с модулированной добротностью резонатора пассивным лазерным затвором на основе кристалла LiF с F_2^- центрами окраски. Длительность импульсов излучения составляла 30-40 нс с энергией в импульсе порядка 250 мДж. Облучение производилось в среде органических растворителей: этаноле, гексане, ацетонитриле. Растворители выбирались с наименьшим поглощением в УФ области спектра для регистрации электронных спектров поглощения. После воздействия импульсами излучения с частотой повторения 5 Гц в течение 10 мин в спектрах поглощения растворителей были обнаружены полосы, в области 180-400 нм с максимумами (рис. 1а).

Точные положения максимумов колебательных полос представлены в таблице 1.

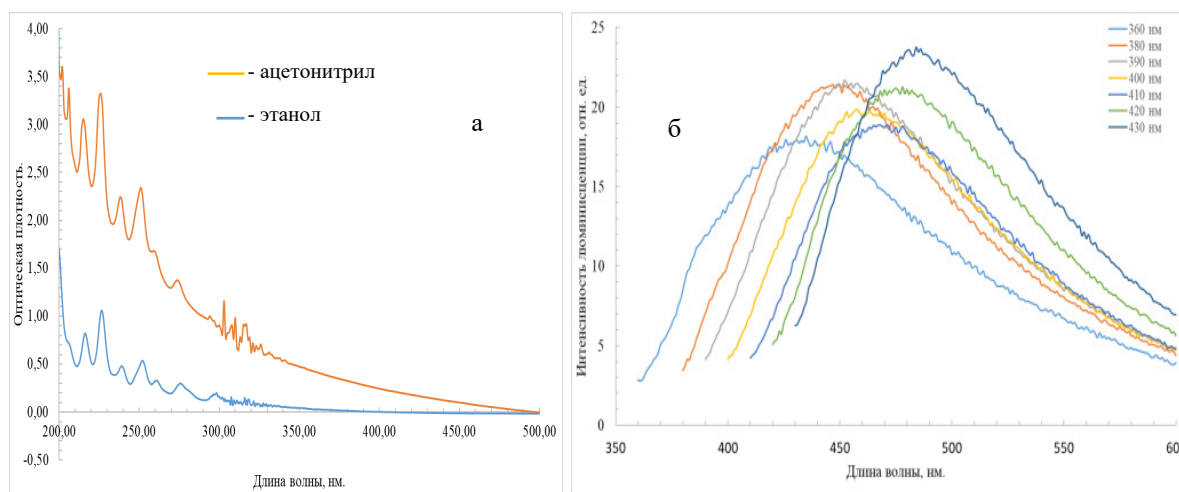


Рисунок 1. Спектры поглощения (а) и фотолюминесценции (б) растворителей после лазерной абляции графита

При возбуждении в полосе поглощения наблюдается достаточно интенсивная люминесценция с максимумами полос в диапазоне 420-520 нм, положение которых зависит от длины волны возбуждения, что характерно для фотолюминесценции углеродных квантовых точек. Измерение спектров люминесценции проводилось с помощью спектрофлюориметра Shimadzu RF-5301 PC. Спектры люминесценции ГКТ для разных длин волн возбуждений представлены на рисунке 1б. Видно, что при изменении длины волны возбуждения от 360 до 430 нм спектр излучения графеновых квантовых точек смещается с 420 до 490 нм, перекрывая "синюю" область спектра видимого диапазона.

Люминесценция ГКТ может быть связана с углеродно-кислородными группами C=O на поверхности ГКТ, которые образуют поверхностные состояния C=C групп с $\pi - \pi^*$ переходами [5]. Колебания C=O связей накладывается на электронные переходы в данном комплексе, модулируя электронные спектры в виде вибронных пиков поглощения, значения максимумов которых представлены в таблице 1.

Положения колебательных пиков слабо зависит от типа растворителя и варьируется в пределах 1-2 нм. Предполагается, что в процессе лазерной абляции из образца графита за счет лазерного плазменного факела происходит отщепление фрагментов наноразмерных графеновых плоскостей, которые в совокупности проявляют характерное поглощение с вибронной структурой и фотолюминесценцию в сине-зелёной области спектра. Фильтрация растворителя, полученного после лазерной абляции, через аналитическую трековую мембрану с диаметром пор 270 нм не приводит к изменениям в спектрах.

Таблица 1

Положение максимумов полос колебательных повторений в спектрах поглощения растворов квантовых точек в ацетонитриле и гексане синтезированных методом лазерной абляции

Ацетонитрил				Гексан		
№	Длина волны, нм	Волновое число, см ⁻¹	Разница между частотами, см ⁻¹	Длина волны, нм	Волновое число, см ⁻¹	Разница между частотами, см ⁻¹
1	185,73	53841,60		186,02	53757,66	
			491,19			452,76
2	187,44	53350,41		187,60	53304,90	
			557,67			534,45
3	189,42	52792,74		189,50	52770,45	
			603,40			578,38
4	191,61	52189,34		191,60	52192,07	
			701,34			429,56
5	194,22	51488,00		193,19	51762,51	
			1105,09			1354,20
6	198,48	50382,91		198,38	50408,31	
			1659,46			1636,86
7	205,24	48723,45		205,04	48771,45	
			2233,45			2491,36
8	215,10	46490,00		216,30	46232,09	
			2096,85			2140,38
9	225,26	44393,15		226,80	44091,71	
			2401,04			2318,87
10	238,14	41992,11		239,39	41772,84	
			2086,29			2134,34
11	250,59	39905,82		252,28	39638,50	
			1393,92			1296,41
12	259,66	38511,90		260,81	38342,09	
			1998,23			2115,46
13	273,87	36513,67		276,04	36226,63	
			2607,32			2616,57
14	294,93	33906,35		297,53	33610,06	
			2072,40			2019,47
15	314,13	31833,95		316,55	31590,59	

Заключение

1. Методом лазерной абляции графита в среде органических растворителей (этаноле, ацетонитриле, гексане) получены образцы графеновых квантовых точек, представляющих собой наноразмерные фрагменты графеновых плоскостей, отщепленных плазменным факелом при воздействии сфокусированного лазерного излучения.

2. Измерены УФ-спектры поглощения образцов, обусловленных π - π -переходом связей $C=C$ и n - π -переходом связей $C=O$, с проявлением вибронной структуры электронных спектров. Положение вибронных пиков указывает на несколько типов электронно-колебательного взаимодействия в ГКТ, так как спектральная разница между частотами максимумов полос варьируется от сотен обратных сантиметров до более 2000 см^{-1} .

3. Вибронная структура спектров в целом идентична для разных растворителей, однако наблюдается сдвиг максимумов вибронных полос на 2-3 нм в зависимости от полярности растворителя. В полярном растворителе сдвиг максимумов полос происходит в длинноволновую сторону спектра.

4. Подтверждением графеновой природы квантовых точек также является сохранение вида УФ-спектров после испарения растворителя, содержащего ГКТ, и растворения сухого остатка в другом растворителе. Это свидетельствует о том, что за УФ-поглощение с вибронной структурой ответственны углеродные частицы, неиспаряющиеся вместе с растворителем.

5. Планируется продолжение исследований с использованием методов Рамановской спектроскопии, рентгеноструктурного анализа, просвечивающей электронной микроскопии высокого разрешения, а также спектроскопии фотолюминесценции для оценки ширины запрещенной зоны ГКТ, величины квантового выхода излучения, и влияния поверхностных групп на спектры люминесценции. Данные методы позволяют однозначно определить структуру графеновых квантовых точек, включая размер, форму и тип дефектов кристаллической решетки.

Список литературы

1. Tian P. et al. *Graphene quantum dots: preparations, properties, functionalizations and applications* // *Materials Futures*. – 2024. – Т. 3. – №. 2. – С. 022301.
2. Wang Y., Hu A. *Carbon quantum dots: synthesis, properties and applications* // *Journal of Materials Chemistry C*. – 2014. – Т. 2. – №. 34. – С. 6921-6939.
3. Brichkin S. B., Razumov V. F. *Colloidal quantum dots: synthesis, properties and applications* // *Russian Chemical Reviews*. – 2016. – Т. 85. – №. 12. – С. 1297-1312.
4. Тверьянович Ю. С., Маньшина А. А., Тверьянович А. С. *Получение нанодисперсных материалов и тонких пленок методами лазерной абляции в жидкости и в вакууме* // *Успехи химии*. – 2012. – Т. 81. – №. 12. – С. 1091-1116.
5. Li H. et al. *Synthesis of carbon quantum dots for application of alleviating amyloid- β mediated neurotoxicity* // *Colloids and Surfaces B: Biointerfaces*. – 2022. – Т. 212. – С. 112373.

Сравнительный анализ эксплуатационных характеристик планарных оптических разветвителей для сетей широкополосного доступа

Князев Н.Л., Московских А.Э., Анциферов Р.А., Дмитриев А.А
Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия

*nikitaknazev10211@gmail.com, antonmoskovskikh@gmail.com,
antsiferovroman1@gmail.com, dmtaa77fti@gmail.com*

Статья посвящена практическому исследованию вносимого затухания планарных оптических разветвителей (PLC-сплиттеров) различных номиналов (1x2, 1x4, 1x8, 1x16). В работе представлен сравнительный анализ нескольких образцов оборудования на трех длинах волн (1310нм, 1490нм, 1550нм). На основе полученных экспериментальных данных сформулированы рекомендации по проектированию пассивных оптических сетей (PON), а также произведена оценка влияния качества компонентов и выбора производителя на надежность сети.

Введение

При проектировании сетей широкополосного доступа (ШПД) для населенных пунктов, выбор топологии пассивной оптической сети напрямую зависит от энергетического потенциала системы. Оптические разветвители (сплиттеры) являются основными источниками затухания в тракте. Точный расчет оптического бюджета требует понимания реальных потерь, которые часто отличаются от теоретических значений и данных производителя.

Оборудование и методика

В ходе исследования использовались делители светового сигнала, приведенные на рисунке 2, стенд, представленный на рисунке 1, состоящий из источника оптического излучения, измерителя мощности и SFP-модулей с длинами волн: 1310 нм, 1490 нм, 1550 нм. Все измерения проводились с использованием одномодового оптического волокна стандарта G.652.D, что обеспечило совместимость оборудования с реальными условиями эксплуатации сетей доступа. Измерения проводились методом вносимых потерь – это наиболее распространенный метод, при котором свет вводится в волокно на одном конце, а выходная мощность измеряется на другом конце.

Перед началом работ была проведена калибровка измерительного прибора для исключения влияния соединительных патч-кордов на итоговые результаты. Вносимое затухание рассчитывалось как разница между уровнем на входе и выходе. Исследованию подверглись 9 образцов сплиттеров различных номиналов, каждый из которых был предварительно осмотрен на предмет механических повреждений корпуса и целостности оптических выводов.



Рисунок 1. Внешний вид лабораторного стенда



Рисунок 2. Сплиттеры, которые подвергались анализу: а, б) 1x2; в, г) 1x4; д) 1x8; е, ж, з) 1x16

Результаты практических измерений

Сравнительный анализ двух сплиттеров 1х2 выявил существенную разницу в качестве сборки. Согласно данным таблицы 1, в первом сплиттере наблюдается аномально высокое затухание (более 7 дБ на 1310 нм), что может свидетельствовать о неисправности или загрязнении портов. Второй сплиттер продемонстрировал затухание 3,18–3,97 дБ, что соответствует теоретическому пределу.

Таблица 1

Затухание сплиттеров 1х2 (сплиттер №1 и №2)

Длина волны	1310, нм			1490, нм			1550, нм		
№ порта	Вх. сигнал	Вых. сигнал	Затухание, дБ	Вх. сигнал	Вых. сигнал	Затухание, дБ	Вх. сигнал	Вых. сигнал	Затухание, дБ
SFP		-6,8			-6,15			-8,9	
1х2	-6,8	-14,1	7,30	-6,15	-17,3	11,15	-8,9	-15,42	6,52
	-6,8	-13,95	7,15	-6,15	-17,43	11,28	-8,9	-15,45	6,55
1х2	-6,8	-13,5	6,70	-6,15	-12,26	6,11	-8,9	-15,01	6,11
	-6,8	-10,77	3,97	-6,15	-9,74	3,59	-8,9	-12,08	3,18

Результаты измерений образцов 1х4 приведены в таблице 2. Анализ данных выявил среднее затухание в диапазоне 9,2–10,7 дБ на рабочих длинах волн. На длине волны 1490 нм зафиксированы всплески потерь до 13,45 дБ, что требует учета при проектировании нисходящего потока в сетях PON. Всплески затухания на 1490 нм связаны с особенностями спектральной чувствительности планарных кристаллов недорогих серий, остаточным влиянием гидроксильного пика поглощения, а также возможной интерференцией на разъёмных соединениях из-за микропыли.

Таблица 2

Затухание сплиттеров 1х4 (сплиттер №3 и №4)

Длина волны	1310, нм			1490, нм			1550, нм		
№ порта	Вх. сигнал	Вых. сигнал	Затухание, дБ	Вх. сигнал	Вых. сигнал	Затухание, дБ	Вх. сигнал	Вых. сигнал	Затухание, дБ
SFP		-6,8			-6,15			-8,9	
1х4	-6,8	-16,74	9,94	-6,15	-17,17	11,02	-8,9	-19,56	10,66
	-6,8	-16,83	10,03	-6,15	-16,35	10,20	-8,9	-18,39	9,49
	-6,8	-17,32	10,52	-6,15	-16,66	10,51	-8,9	-19,67	10,77
	-6,8	-16,6	9,80	-6,15	-16,24	10,09	-8,9	-19,21	10,31
1х4	-6,8	-16	9,20	-6,15	-19,6	13,45	-8,9	-19,21	10,31
	-6,8	-16,35	9,55	-6,15	-19,06	12,91	-8,9	-19,03	10,13
	-6,8	-16,5	9,70	-6,15	-18,2	12,05	-8,9	-18,98	10,08
	-6,8	-16,16	9,36	-6,15	-17,68	11,53	-8,9	-18,87	9,97

Результаты измерений, представленные в таблице 3, показывают, что для сплиттеров 1х8 характерно затухание в пределах 12,2–14,2 дБ.

расхождение между портами внутри одного устройства не превысило 1,5 дБ, что является допустимым показателем для промышленной эксплуатации.

Таблица 3

Затухание сплиттеров 1x8 (сплиттер №5 и №6)

Длина волны	1310, нм			1490, нм			1550, нм		
№ порта	Вх. сигнал	Вых. сигнал	Затухание, дБ	Вх. сигнал	Вых. сигнал	Затухание, дБ	Вх. сигнал	Вых. сигнал	Затухание, дБ
SFP		-6,8			-6,15			-8,9	
1x8	-6,8	-19,57	12,77	-6,15	-18,75	12,60	-8,9	-21,19	12,29
	-6,8	-19,54	12,74	-6,15	-18,71	12,56	-8,9	-21,08	12,18
	-6,8	-19,64	12,84	-6,15	-19,02	12,87	-8,9	-20,47	11,57
	-6,8	-19,56	12,76	-6,15	-18,73	12,58	-8,9	-21,33	12,43
	-6,8	-19,7	12,90	-6,15	-19	12,85	-8,9	-21,06	12,16
	-6,8	-19,55	12,75	-6,15	-18,76	12,61	-8,9	-20,85	11,95
	-6,8	-19,85	13,05	-6,15	-18,85	12,70	-8,9	-20,96	12,06
	-6,8	-19,7	12,90	-6,15	-19	12,85	-8,9	-21,12	12,22
1x8	-6,8	-20,42	13,62	-6,15	-20,22	14,07	-8,9	-21,45	12,55
	-6,8	-20,33	13,53	-6,15	-19,71	13,56	-8,9	-21,07	12,17
	-6,8	-20,74	13,94	-6,15	-20,38	14,23	-8,9	-22,6	13,70
	-6,8	-20,38	13,58	-6,15	-19,78	13,63	-8,9	-21,63	12,73
	-6,8	-20,85	14,05	-6,15	-19,7	13,55	-8,9	-21,59	12,69
	-6,8	-21,08	14,28	-6,15	-20,07	13,92	-8,9	-21,8	12,90
	-6,8	-20,49	13,69	-6,15	-19,82	13,67	-8,9	-21,98	13,08
	-6,8	-20,43	13,63	-6,15	-19,6	13,45	-8,9	-21,57	12,67

Наибольший объем экспериментальных данных был получен в ходе тестирования делителей номиналом 1x16. Результаты измерений данных образцов представлены на рисунке 3.

Сплиттер №7 (рис.3, а) - пример качественного сплиттера. Идеальное затухание 12 дБ плюс внутренние потери кристалла и потери на коннекторах дают базовые 15 дБ. Стабильность графиков на всех трех длинах волн подтверждает однородность структуры оптического стекла и точность геометрии делительных ветвей внутри чипа. Сплиттер №8 (рис.3, б) - это спектральный дефект конкретного экземпляра. Скорее всего, при производстве этого чипа было нанесено некачественное просветляющее покрытие на торцах, либо стекло имеет повышенное содержание примесей (ионов ОН-), которые поглощают свет именно в диапазоне около 1490 нм. Такой избирательный рост потерь говорит о том, что материал внутреннего кристалла неоднороден и хуже пропускает сигнал в одном из рабочих диапазонов. Также это может быть из-за микроскопической пылинки на коннекторах конкретных портов, которая создала воздушный зазор и вызвала интерференцию на этой длине волны. В сплиттере №9 (рис.3, в) сам кристалл делит свет ровно, но есть проблема на стыке. Волоконные «хвосты» приклеиваются к планарному стеклянному чипу через

специальную направляющую матрицу. Если при склейке на заводе блок волокон сместился на долю микрона относительно каналов чипа, или оптический клей оказался мутным, свет будет сильно теряться на самом переходе из волокна в чип.

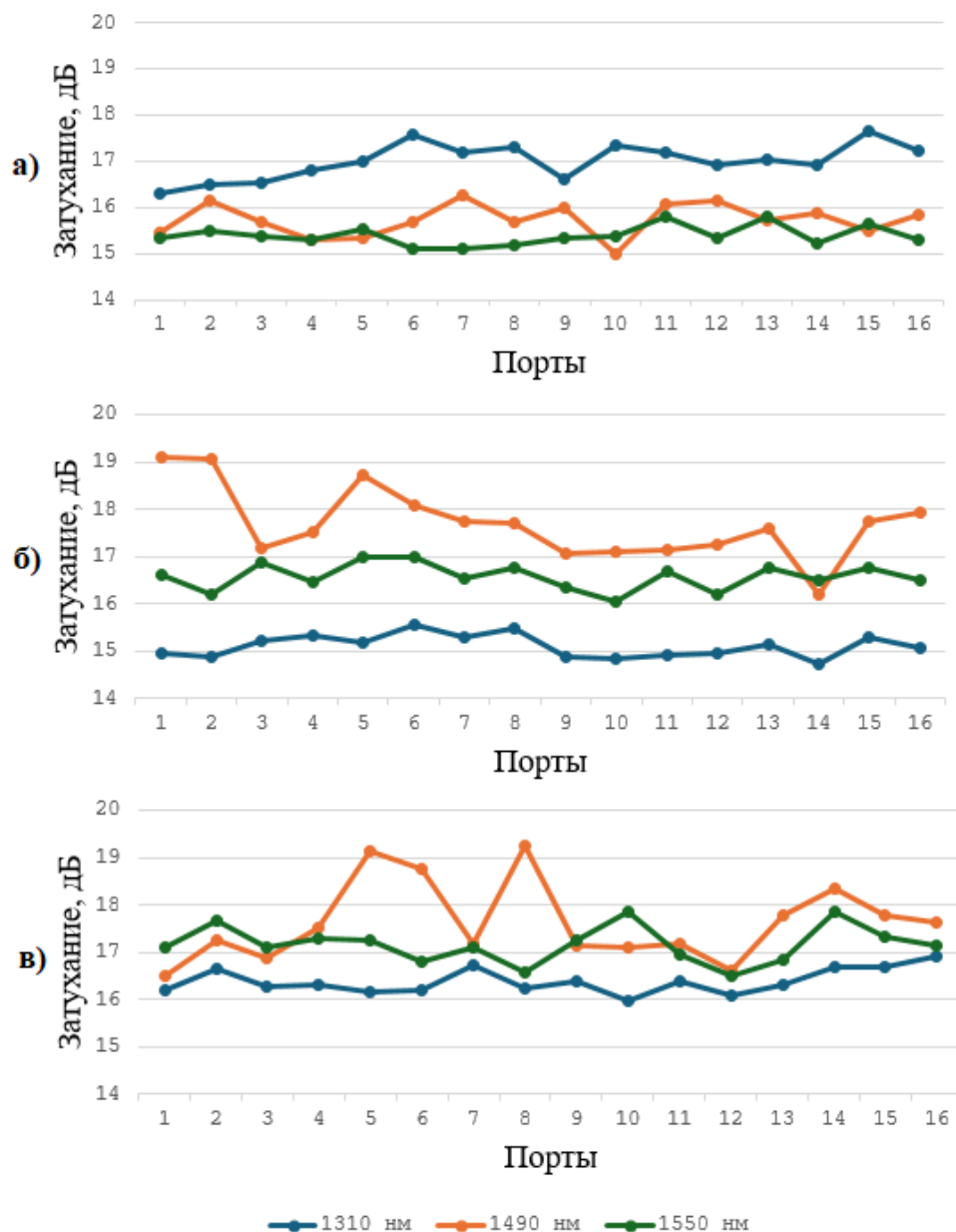


Рисунок 3. Характеристики затухания сплиттеров 1x16: а) образец №7; б) образец №8; в) образец №9

Такой тип дефекта обычно связан с нарушением температурного режима полимеризации клея или калибровки автоматизированных систем юстировки на производственной линии. Поэтому потери стабильно высокие на всех 16 портах.

Анализ и обсуждение

Сравнение девяти различных образцов подтверждает, что вносимое затухание зависит не только от коэффициента деления, но и от длины волны, а также от качества сборки конкретного экземпляра. В ряде случаев реальные потери превышали расчетные на 2–4 дБ, что критично для протяженных линий связи. В ходе проведения практических измерений использовались доступные на кафедре образцы, стоит отметить, что на рынке представлены решения других вендоров (например, Huawei, Corning или отечественные аналоги), характеристики которых могут отличаться как в лучшую, так и в худшую сторону. Однако выявленные закономерности разброса параметров являются общими для технологии планарных световодов (PLC).

Заключение

Проведенное исследование доказывает, что при проектировании сетей ШПД нельзя полагаться исключительно на паспортные данные. Использование сплиттеров 1x16 является оптимальным балансом между стоимостью инфраструктуры и охватом абонентов, при условии обеспечения проектного запаса мощности не менее 3-5 дБ.

Список литературы

1. Ероньян М.А., Кулеш А.Ю., Реуцкий А.А., Девятьров Д.Р., Никитин И.С., Утилов А.А., Овчинникова И.А., Волынский Д.В., Чаморовский Ю.К., Печенкин А.А. Одномодовый световод w-типа, устойчивый к изгибу и радиации // Журнал технической физики. 2020. Т. 90. № 12. С. 2143–2147.
2. Мир телекома, №1, 2012 г. Сети абонентского доступа на базе технологии PON. – 74с.
3. Современные телекоммуникации. Технология и экономика. Под ред. С.А. Довгого. – М.: Эко-Трендз, 2003. – 320 с.
4. ГОСТ Р 52266-2020 Кабельные изделия. Кабели оптические. Общие технические условия. М.: Стандартинформ. 65 с.
5. Громов А.Н., Фадеев К.С., Шахов В.Г. Развитие сетей широкополосного доступа на базе оптических сетей // Национальные приоритеты России, № 1 (28) 2018, с. 92-98.
6. Петренко И.И., Убайдуллаев Р.Р. Пассивные оптические сети PON, часть 1. архитектура и стандарты // Lightwave russian edition №1 2004, с. 22-28.
7. Зингеренко Ю.А. Пассивные оптические сети xPON– СПб: Университет ИТМО, 2020. – 115 с. Зингеренко Ю.А. Оптические цифровые телекоммуникационные системы и сети синхронной цифровой иерархии. Учебное пособие. СПб. НИУ ИТМО. 2013.
8. Алексеев Е.Б., Гордиенко В.Н., Крухмалев В.В., Моченов А.Д., Тверецкий М.С. Проектирование и техническая эксплуатация цифровых телекоммуникационных систем и сетей. Учебное пособие для ВУЗов. М. Горячая линия-Телеком. 2008.

Проблемы импортозамещения сетевого оборудования в Российской Федерации

Кантышев Д.П.¹, Майоров Г.Е.², Просвирякова Л.В.¹

1 – Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия

2 – Корпорация развития Иркутской области, Иркутск, Россия
kpd0404@gmail.com; mge@aokrio.ru; lar_prosv@mail.ru

В настоящей статье рассматривается вопрос импортозамещения на территории Российской Федерации (далее – РФ). Рассмотрена целесообразность импортозамещения программного обеспечения и сетевого оборудования. Приведена сравнительная характеристика отечественных решений с иностранными компаниями.

Введение

В связи со сложившейся ситуацией в мире с 2022 года наблюдается высокая заинтересованность в импортозамещении на территории РФ в области цифрового и технологического развития. Пиковый спрос на импортозамещение ПО приходится на 2022 год [1] в связи с тем, что иностранные ИТ-компании массово стали уходить из РФ. Также, в 2022 году Правительство РФ выпустило ряд мер и поручений на импортозамещение иностранного программного обеспечения [2].

Также остро встал вопрос об импортозамещении оборудования, пик которого пришелся снова на 2022 год. Но в случае с оборудованием спрос был иным. Из-за наложенных санкций стало крайне дорого и сложно закупать иностранное оборудование, что косвенно подтверждает постановление №162 от 12.02.2022 [3]. Вопреки ожиданиям спада, российская промышленность в 2022 году показала рост, и ключевым драйвером стал выпуск оборудования.

Итог 2022 года:

- Вместо падения на 0,6%, промышленность выросла на 0,6%. [4];
- Рекордный рост в секторе: производство компьютеров, электронных и оптических изделий выросло на 9,3% – это в 5,5 раз выше первоначальных оценок .

Это прямое свидетельство резкого увеличения госзаказа и попыток наладить выпуск собственной электроники.[4]

Высокий спрос в импортозамещении также показывает и планируемая доля российского ПО по оценкам министерства цифрового развития, связи и массовых коммуникаций Российской Федерации [5], для наглядности данные занесены в таблицу 1

Таблица 1

Доля российского ПО в %				
Показатель \ Год	2022	2023	2024	2025
Доля российского ПО	50%	54%	58%	63%

На 2026 год на российском рынке, согласно реестрам (Единый реестр отечественного ПО и Реестр российского телеком-оборудования) присутствуют:

1. Операционные системы:

Astra Linux Special Edition, РЕД ОС, Альт, Ось

2. Системы виртуализации:

zVirt, ПК СВ «Брест», OpenVz

3. СУБД:

Postgres Pro, GreenDB (на базе PostgreSQL)

4. Средства разработки:

Platform V Works::GitVerse, Среда разработки «Sapper»

5. ЕСМ / Документооборот:

ЭЛАР Контекст, ЭЛАР-Документопоток, 1С:Документооборот

А также в Реестр Минпромторга[6] включены следующие компании, разрабатывающие сетевое оборудование:

1. QTech

2. ORIGO

3. Триалинк Групп

4. Eltex

Однако, в сфере импортозамещения сетевого оборудования сложилась противоречивая ситуация. С одной стороны, в Реестр Минпромторга (ТОПП) включены такие российские производители, как Eltex, QTech, ORIGO, Триалинк Групп [6]. Их оборудование официально признается российским и может поставляться для госнужд по 44-ФЗ и 223-ФЗ без дополнительных согласований. С другой стороны, при детальном рассмотрении выясняется, что ключевые компоненты этих устройств (чипы, радиомодули, оперативная память) производятся за пределами РФ, преимущественно в Китае.

Причина кроется в механизме подтверждения российского происхождения. Постановление Правительства РФ № 719 устанавливает балльную систему оценки локализации [7]. Баллы начисляются за выполнение технологических операций на территории РФ: финальная сборка, прошивка, маркировка, тестирование. При этом использование импортных чипов и комплектующих не является препятствием для включения в реестр. Таким образом, предприятие может закупить готовую OEM-платформу в КНР, заменить на ней прошивку на отечественную,

собрать в российском корпусе – и получить статус российского производителя.

В отраслевой среде этот феномен получил название «парадокс железа». Формально оборудование считается российским и успешно замещает западных вендоров (Cisco) в госсекторе и корпоративных сетях. Фактически же на микроэлектронном уровне сохраняется полная зависимость от импорта. Исключением являются лишь отдельные компании такие как Eltex, которые разрабатывают собственное системное ПО и производят печатные платы в РФ, но и они вынуждены закупать чипы и высокочастотные модули за рубежом.

Ситуация усугубляется ростом контрафакта. В 2025 году Ассоциация разработчиков и производителей электроники (АРПЭ) зафиксировала случаи, когда компании проходили сертификацию на одной конфигурации (с реальными отечественными компонентами), а в серийные поставки по госзаказам закладывали более дешевые китайские аналоги [8]. Это создает риски информационной безопасности и подрывает доверие к системе импортозамещения в целом.

Таким образом, к 2025 году в сегменте сетевого оборудования сложилась следующая картина: реестры Минпромторга стимулируют финальную сборку и программную настройку в России, но не создание собственной микроэлектронной базы. Технологическая независимость в полном цикле производства «железа» на текущий момент не достигнута.

В ходе дипломного проектирования была поставлена задача замены сетевого оборудования АО «КРИО» на российские аналоги. В настоящее время в качестве сетевого оборудования используются Ubiquiti; MikroTik; Netlan. Для выполнения данной задачи был проведён анализ двух роутеров:

- QTECH, модель QWP-82e [9] (Россия);
- Ubiquiti модель UniFi AP AC Lite [10] (США).

Техническое описание Qtech QWP-82e, фотография устройства продемонстрирована на рисунке 1:

Согласно описанию с сайта производителя: «QWP-82E – это современная точка доступа с двумя радиомодулями, относящаяся к дополнению стандарта IEEE 802.11ax (Wi-Fi 6), предназначенная для использования внутри помещений. Точка доступа имеет конфигурацию ММО 2×2, а также гибкую антенную конфигурацию, благодаря наличию разъемов для подключения четырёх внешних антенн. QWP-82E обеспечивает высокую скорость передачи данных, гарантируя надежное соединение для клиентских устройств в диапазонах 2,4 ГГц и 5 ГГц в режимах стандарта IEEE 802.11a/b/g/n/ac/ax. QWP-82E представляет собой универсальное решение для построения беспроводных сетей передачи данных в различных отраслях»

Технические характеристики QWP-82e:

Данная модель имеет два порта, один WAN и один LAN, 4 антенны, две из которых на 2.4ГГц, а оставшиеся 2 на 5ГГц. Поддерживает стандарты wi-fi 802.11 a/b/g/n/ac/ax, имеет PoE и PoE+



Рисунок 1. Qtech QWP-82e

Техническое описание Unifi AP AC Lite, фотография техники продемонстрирована на рисунке 2

Основные характеристики:

- Имеет две встроенные всенаправленные антенны двойной поляризации (MIMO 2x2)
- Скорость передачи данных 300 Мбит/с на частоте 2.4 Гц и 867 Мбит/с на частоте 5 Гц
- Дальность передачи сигнала 122 метра
- Частота Wi-Fi: 2.4 и 5 ГГц
- Беспроводные стандарты: 802.11 a/b/g/n/ac
- Одновременное подключение более 200 клиентов



Рисунок 2. Unifi AP AC Lite

Для сравнения теоретической и практической характеристик QTech и Ubic будет использоваться программа Ekahau Pro.

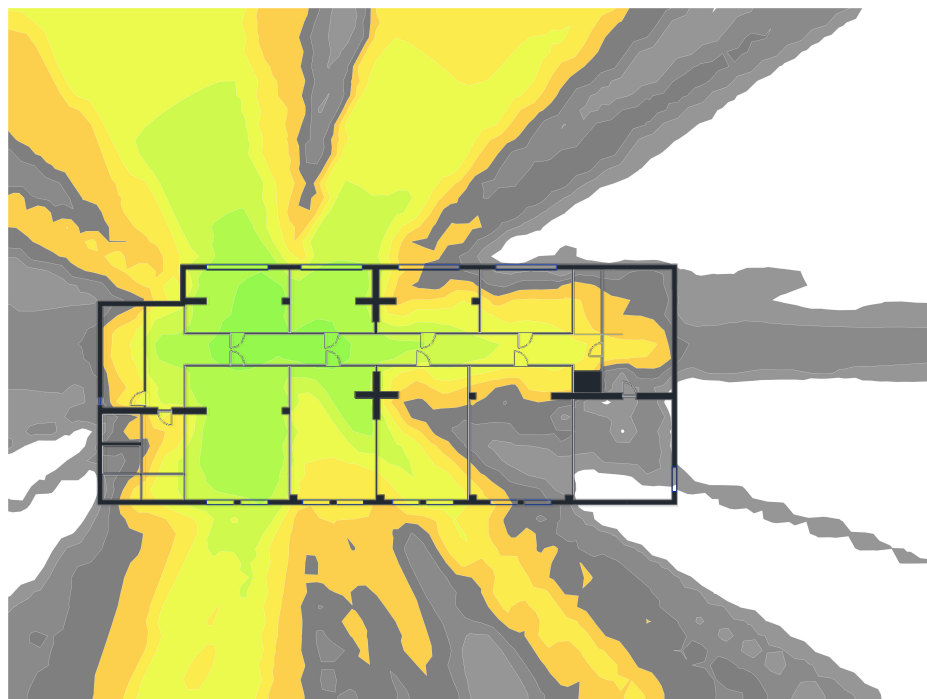


Рисунок 3. Моделирование уровня сигнала Qtech QWP-82e

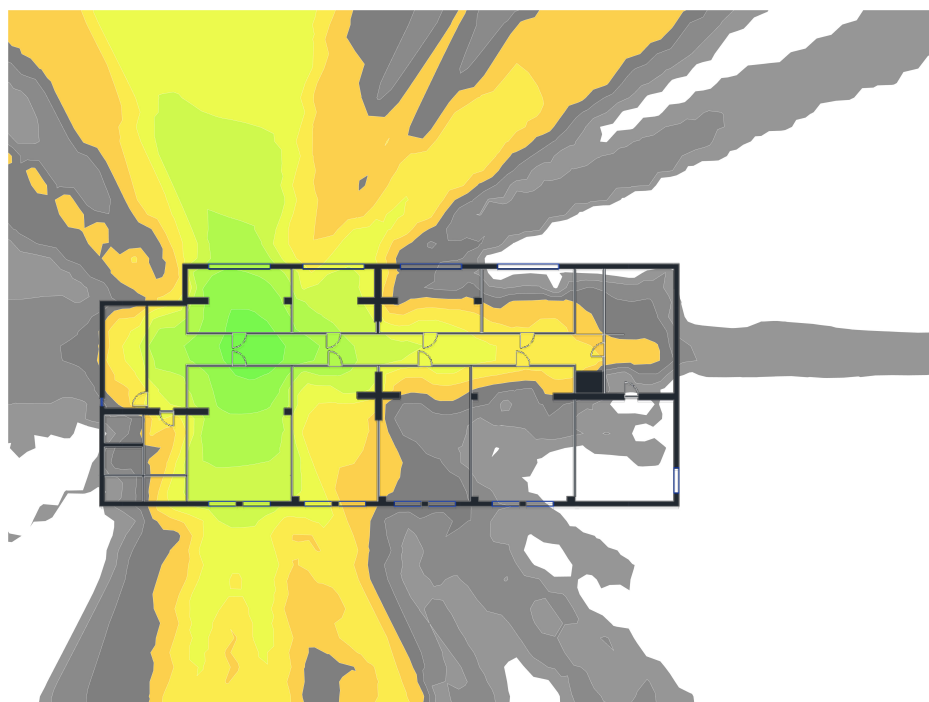


Рисунок 4. Моделирование уровня сигнала Unifi AP AC Lite



Рисунок 5. Шкала уровня мощности.

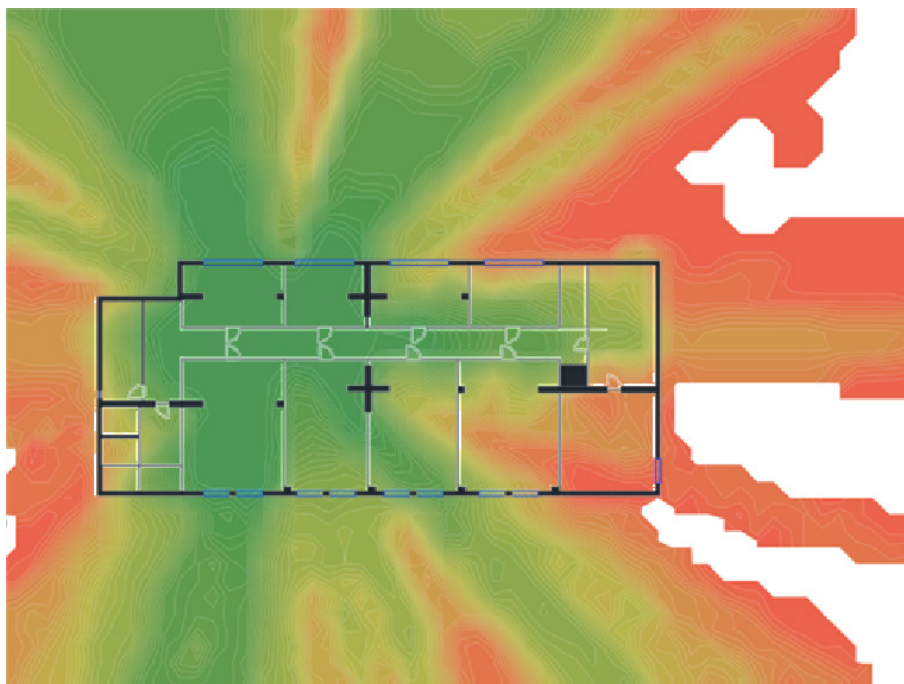


Рисунок 6. Qtech QWP-82e. Моделирование скорости передачи



Рисунок 7. Шкала скорости передачи данных Qtech

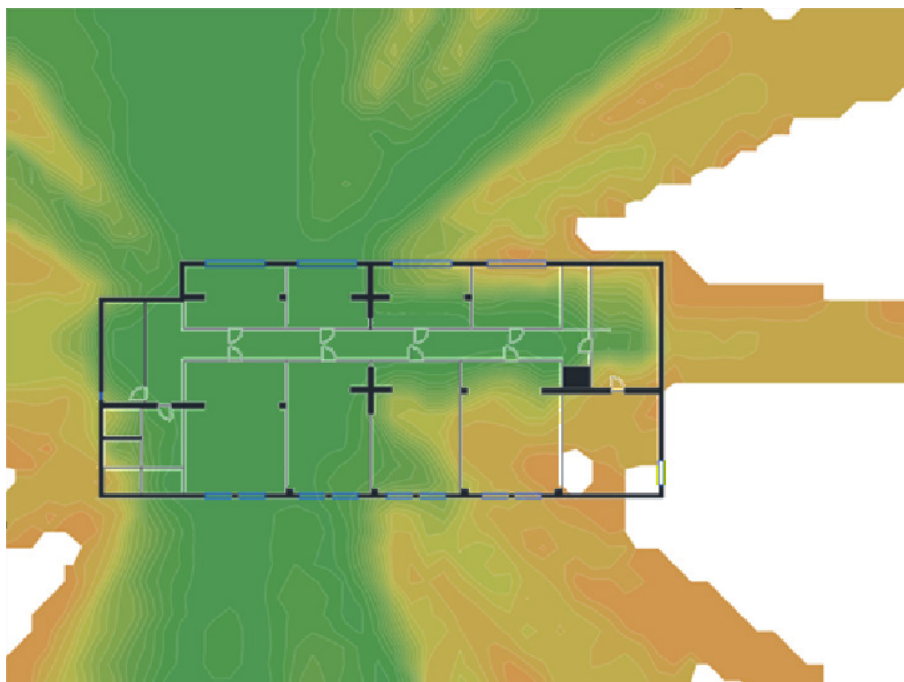


Рисунок 8. Unifi AP AC Lite. Моделирование скорости передачи



Рисунок 9. Шкала скорости передачи данных Unifi AP AC lite.

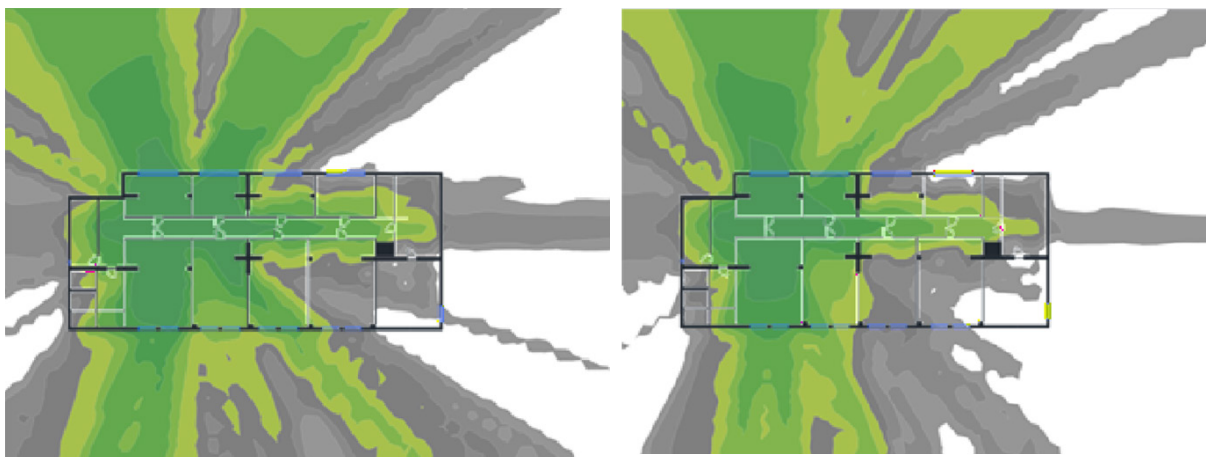


Рисунок 10. Отношение сигнал-шум Qtech (слева) и Ubiquiti (справа)



Рисунок 11. Шкала уровня сигнал-шум

По результатам моделирования и анализа полученных данных с моделей, Qtech QWP-82e и UniFi AP AC Lite выяснилось, что они имеют примерно одинаковую зону покрытия и отношение сигнал-шум, что продемонстрировано на рисунках 3 и 4 а также на рисунках 7 и 8 , однако, Qtech QWP-82e имеет более высокую скорость передачи данных, что представлено на рисунке 5 и рисунке 6.

Выводы

В ходе работы был проведён анализ текущего состояния импортозамещения сетевого оборудования в РФ. Установлено, что формальные критерии российского происхождения по Постановлению №719 стимулируют финальную сборку и локализацию ПО, но не решают проблему микроэлектронной зависимости. Фактическая замена компонентной базы (чипы, память, радиомодули) на отечественные на сегодняшний день не достигнута, что создает риски, усугубляемые ростом контрафакта в госзаказе. Тем не менее, прикладное сравнение конкретных устройств для нужд АО «КРИО» показало иное. Моделирование в Ekahau Pro подтвердило, что российская точка доступа Qtech QWP-82e обеспечивает зону покрытия, сопоставимую с зарубежным аналогом Ubiquiti UniFi AP AC Lite, и демонстрирует более высокую скорость передачи данных. Это доказывает, что на уровне готовых изделий и программной настройки отечественные решения не уступают, а по отдельным сетевым параметрам – превосходят иностранные. Таким образом, для задач замещения оборудования в корпоративных сетях российские решения применимы и эффективны. Однако достижение полной технологической независимости требует смещения фокуса госполитики с балльной оценки сборки на создание собственной микроэлектронной базы.

Список литературы

1. Большая перезагрузка: когда отечественный софт придет на смену иностранному: [Электронный ресурс] // 78.ru. – 2023. – 10 мая. – URL: <https://78.ru/articles/2023-05-10/bolshaya-perezagruzka-kogda-otechestvennii-soft-pridet-na-smenu-inostrannomu> (дата обращения: 06.05.2026). – Текст: электронный.
2. Перечень поручений по итогам стратегической сессии о развитии отечественного программного обеспечения: [Электронный ресурс] // Правительство России. – 2022. – 13 сентября. – URL: <http://government.ru/orders/selection/401/46589/> (дата обращения: 06.05.2026) – Текст: электронный.
3. Постановление Правительства РФ от 12.02.2022 № 162 «О внесении изменений в перечень отдельных видов технологического оборудования...» : [Электронный ресурс] // Официальный интернет-портал правовой информации. – 2022. – 16 февраля. – URL: <http://publication.pravo.gov.ru/document/0001202202160019> (дата обращения: 06.05.2026) – Текст: электронный.
4. Росстат улучшил оценку динамики промпроизводства по итогам 2022 года: [Электронный ресурс] // РБК. – 2023. – 23 августа. – URL: <https://www.rbc.ru/economics/23/08/2023/64e619f99a7947238fc63707> (дата обращения: 06.05.2026). – Текст: электронный.
5. Минцифры оценило долю российского софта на рынке страны : [Электронный ресурс] // Минцифры России. – 2024. – URL: https://ai.mnr.gov.ru/news/smi-about-digital/?ELEMENT_ID=522 (дата обращения: 06.05.2026) . – Текст: электронный.
6. Реестр российской промышленной продукции (ТОПИ) : [Электронный ресурс] // ГИСП. – URL: <https://gisp.gov.ru/pp719v2/pub/prod/> (дата обращения: 06.05.2026). – Текст: электронный.
7. Постановление Правительства РФ от 17.07.2015 № 719 (ред. от 23.12.2025) «О подтверждении производства промышленной продукции на территории Российской Федерации» // Собрание законодательства РФ. – 2015. – № 30. – Ст. 4597.
8. АРПЭ. Обращение в Минпромторг от 19.08.2025. [Электронный ресурс]. – Текст: электронный.
9. Qtech QWP-82e: техническое описание : [Электронный ресурс] // Qtech. – URL: https://www.qtech.ru/catalog/wireless/indoor_access_points/qwp_82e/ (дата обращения: 06.05.2026 . – Текст: электронный.
10. ubiquiti официальный сайт: [Электронный ресурс]. – URL: <https://ubiquiti.ru/unifi-ap-ac-lite.html> (дата обращения: 06.05.2026). – Текст: электронный.

Проектирование и анализ схемы подключения оборудования для лабораторного стенда домофонии многоквартирного дома

Чихачев Н.А., Дмитриев А.А.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия

nikita.51ckhichacev@gmail.com, dmtaa77fti@gmail.com

В данной статье рассматривается процесс создания схемы домофонной системы многоквартирного дома. Проводится анализ назначения, преимуществ и недостатков каждого элемента схемы. Рассмотренная схема используется в качестве основы для разработки лабораторного стенда, предназначенного для изучения принципов работы домофонных систем. с целью создания лабораторного стенда на основе этой.

Введение

В настоящее время системы домофонии являются неотъемлемой частью инфраструктуры многоквартирных домов (МКД). Они обеспечивают контроль доступа, повышают безопасность жильцов и позволяют идентифицировать посетителя до открытия двери [1,4]. Однако проектирование, наладка и диагностика таких систем требуют глубокого понимания принципов их работы, схемотехники и взаимодействия узлов. В связи с этим актуальной задачей является разработка лабораторного стенда, который позволяет в учебных или исследовательских целях моделировать работу реальной домофонной системы многоквартирного дома [5,6].

В данной статье рассматривается один из ключевых этапов проектирования такого стенда – разработка схемы подключения блока управления, блока вызова, электромагнитного замка и кнопки выхода. Приводится описание каждого элемента, его функциональное назначение, а также анализируются преимущества и недостатки используемых компонентов.

Общее описание схемы подключения

Схема представляет одну точку входа в многоквартирный дом: вызывная панель, блок управления, электромагнитный замок на двери и кнопка выхода. Все устройства соединяются в единую систему согласно типовой схеме (схема подключения домофона, рис. 1).

В представленной схеме центральным элементом является блок управления БУД-302М. Именно через него осуществляется обмен сигналами между блоком вызова, электромагнитным замком и кнопкой выхода [3]. Система построена по принципу централизованного управления, что упрощает подключение и дальнейшее обслуживание оборудования [5].

Особенность данной схемы заключается в том, что все основные устройства подключаются к единому блоку управления через выделенные

линии связи. Это позволяет обеспечить стабильную передачу аудиосигнала, управление замком и корректную работу системы вызова [1,3].

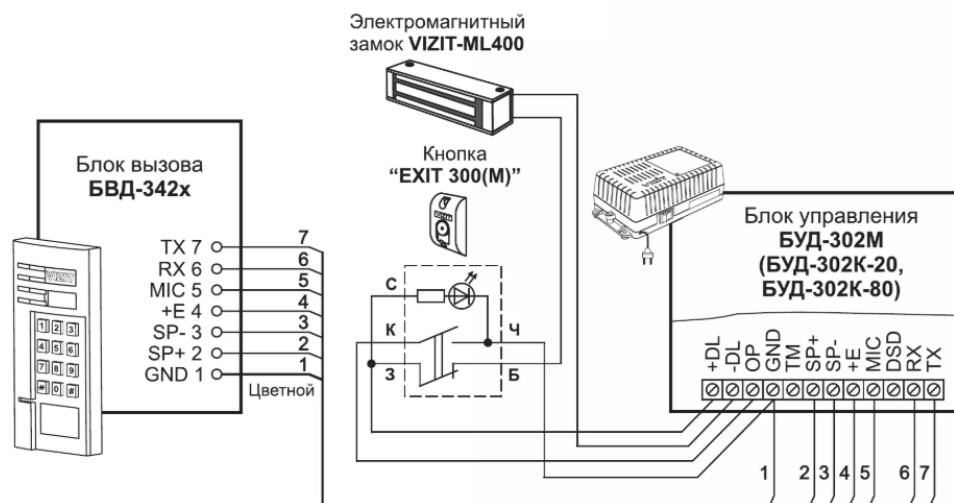


Рисунок 1. Схема подключения домофона

Блок вызова БВД-342х используется для набора номера квартиры, передачи голосового сигнала и управления открытием двери [1]. После ввода номера квартиры сигнал передаётся на абонентское устройство жильца, а при подтверждении доступа блок управления подаёт питание на электромагнитный замок [2]. Электромагнитный замок VIZIT-ML400 удерживает дверь в закрытом состоянии за счёт магнитного поля [2]. При поступлении сигнала от блока управления питание кратковременно отключается, вследствие этого дверь получает возможность открыться [3].

Дополнительно в схеме предусмотрена кнопка EXIT 300(М), предназначенная для выхода без использования ключа или вызова [4]. При нажатии кнопки формируется сигнал на блок управления, после чего замок разблокируется [3,4].

Особенности применённой схемы

Разделение сигнальных и силовых цепей: питание на вызывную панель подаётся по отдельным проводам (+E и GND), а обмен данными идёт по линиям TX и RX. Такое решение упрощает поиск неисправностей: если пропала связь, но панель светится – проблема в цифровой линии, а не в питании [1,3].

Использование нормально разомкнутого выхода для замка: в БУД-302М для управления замком задействованы контакты OP и GND. В дежурном режиме цепь разомкнута, замок обесточен и дверь заперта. При поступлении команды выход замыкается на несколько секунд, замок открывается. Это исключает перегрев катушки при длительном удержании [2,3].

Дублирование управления: кнопка выхода подключена непосредственно к управляющим контактам (К и 3), минуя блок

управления. В реальном подъезде это позволяет выйти, не набирая номер квартиры. Для стенда такое решение удобно тем, что позволяет проверить работу замка без задействования вызывной панели [3, 4].

Общий провод: все устройства имеют общий GND. В условиях лаборатории это не создаёт проблем, но при монтаже в реальном доме с разными контурами заземления потребовалась бы гальваническая развязка, например, на оптопарах [5, 6].

Перечень оборудования домофонной системы

Для построения домофонной системы многоквартирного дома используются следующие ключевые компоненты [1-4]:

1. Блок управления БУД-302М – центральное устройство, обеспечивающее питание вызывной панели, управление электромагнитным замком и коммутацию аудиосигнала между посетителем и абонентом (рис.2).

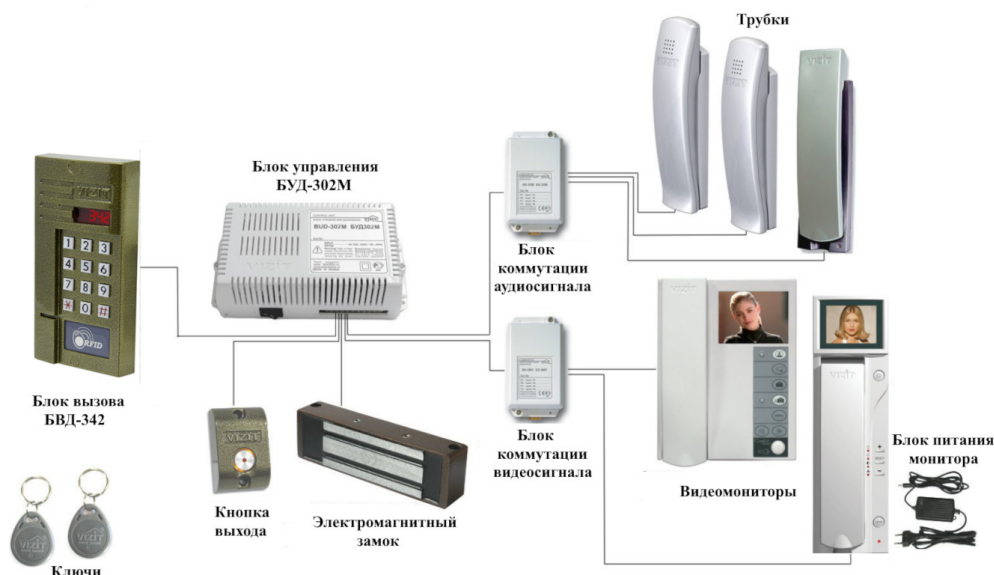


Рисунок 2. Структурная схема домофонии

2. Блок вызова БВД-342 – уличная вызывная панель, предназначенная для набора номера квартиры и двусторонней голосовой связи с абонентом (рис.2).

3. Электромагнитный замок – исполнительное устройство, удерживающее дверь в закрытом состоянии при подаче напряжения и разблокирующее её по команде блока управления или кнопки выхода (рис.2).

4. Кнопка выхода – элемент управления, подключаемый параллельно выходу блока управления, позволяющий открыть дверь изнутри помещения без использования вызывной панели (рис.2).

5. Блок коммутации аудиосигнала – устройство для распределения звуковых сигналов между блоком вызова и абонентскими трубками (рис.2).

6. Блок коммутации видеосигнала – устройство для распределения видеосигнала от камеры (при её наличии) на абонентские видеомониторы (рис.2).

7. Трубки – абонентские устройства, обеспечивающие голосовую связь с посетителем. (рис.2).

8. Видеомониторы – абонентские устройства с экраном, позволяющие видеть посетителя перед открытием двери (рис.2).

9. Блок питания монитора – источник питания для абонентских видеомониторов (рис.2).

Данное оборудование обеспечивает возможность изучения принципов построения домофонных систем, отработки навыков подключения и диагностики неисправностей в лабораторных условиях [1-6].

Заключение

В работе была рассмотрена схема подключения домофонной системы для многоквартирного дома, которая обеспечивает стабильную работу системы контроля доступа и позволяет реализовать основные функции многоквартирной домофонии: вызов абонента, голосовую связь и дистанционное открытие двери. Анализ оборудования показал, что используемые устройства подходят для создания учебного лабораторного стенда. Наличие отдельных функциональных элементов позволяет детально изучить принципы работы домофонных систем и особенности их взаимодействия. Разработка подобного стенда может использоваться для обучения настройке домофонного оборудования, изучения систем контроля и проведения лабораторных работ.

Список литературы

1. *Техническая документация на блок вызова БВД-342F [Электронный ресурс]. URL: <https://vizit.ru> (дата обращения: 08.05.2026).*
2. *Техническая документация на электромагнитный замок VIZIT-ML400 [Электронный ресурс]. URL: <https://vizit.ru> (дата обращения: 08.05.2026).*
3. *Техническая документация на блок управления БУД-302М [Электронный ресурс]. URL: <https://vizit.ru> (дата обращения: 08.05.2026).*
4. *Техническая документация на кнопку выхода EXIT 300(М) [Электронный ресурс]. URL: <https://vizit.ru> (дата обращения: 08.05.2026).*
5. *Волхонский В.В. Системы контроля и управления доступом: учебное пособие. – Санкт-Петербург: Университет ИТМО, 2015. – 200 с.*
6. *Аишотов О.Г., Бейтуганов А.А., Жемухов А.Х. и др. Методические рекомендации по выполнению лабораторных работ по направлению «Системы контроля и управления доступом». – Нальчик: Кабардино-Балкарский государственный университет, 2024. – 86 с.*

Проектирование распределительной сети GPON в рабочем посёлке Маркова

Каткова А.А.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия
na.katkova@mail.ru

В данном докладе рассматривается проектирование распределительной сети доступа по технологии GPON для рабочего посёлка Маркова, с целью обеспечения высокоскоростным интернетом, телефонией и цифровым телевидением. Выполнены расчёты капитальных затрат, эксплуатационных расходов и срока окупаемости.

Введение

Инфокоммуникационные системы находятся в постоянном развитии. Так же развиваются и сети абонентского доступа, которые предоставляют абонентам высокоскоростной интернет. Каждый год возрастает спрос на высокие скорости передачи информации. По этой причине непрерывно разрабатываются и внедряются новые технические решения для удовлетворения растущих потребностей. Операторы, предоставляя услуги связи населению, заинтересованы во внедрении новых технологий, которые позволят увеличить скорость передачи информации, повысят качество обслуживания абонентов и сократят время передачи сообщений. В сетях связи активно внедряется технология передачи информации, называемая «пассивная оптическая сеть» (PON) [1, с. 33].

В настоящей работе рассматривается применение технологии GPON для проектирования распределительной сети в рабочем посёлке Маркова. Выбор данного объекта обусловлен тем, что в посёлке присутствует только один провайдер – «Байкал Телепорт», а цены на услуги связи в два раза выше, чем в городе. Такая ситуация создаёт предпосылки для внедрения альтернативной инфраструктуры доступа, что позволит не только повысить качество предоставляемых услуг, но и создать конкурентную среду, способствующую снижению тарифов для населения. Кроме того, характерная для малоэтажной индивидуальной застройки посёлка конфигурация (протяжённые линии, наличие опор воздушных линий электропередач, отсутствие подъездных распределительных узлов) требует адаптации типовых проектных решений, ориентированных на многоквартирные дома.

Целью работы является проектирование распределительной сети доступа по технологии GPON для рабочего посёлка Маркова, обеспечивающей предоставление абонентам услуг высокоскоростного интернета, цифровой телефонии и цифрового телевидения.

Общие принципы сети GPON

Оптическое волокно представляет собой тонкую стеклянную нить, по которой передаются световые сигналы [2, с. 29–31]. ВОЛС обладают целым рядом преимуществ перед медными кабелями: высокая пропускная способность, низкое затухание сигнала, помехозащищенность, малые масса и габариты, а также высокая степень безопасности передачи данных, так как оптическое волокно практически невозможно перехватить незаметно для передающей стороны. Кроме того, волоконно-оптические линии не искрят, что делает их пожаровзрывобезопасными, и имеют значительно больший срок службы по сравнению с медными кабелями [2, с. 29–31]. Учитывая растущие потребности абонентов в скорости передачи информации, именно ВОЛС становятся физической основой для построения сетей нового поколения [3, с. 22–25].

Сеть GPON (Gigabit Passive Optical Network) является одной из разновидностей технологии PON, стандартизированной консорциумом FSAN и ITU-T [4, с. 71–79]. Пассивная оптическая сеть доступа строится по топологии «точка-многоточка» (Point-to-Multipoint). Основное отличие PON от традиционных активных сетей заключается в отсутствии промежуточных активных элементов (коммутаторов, маршрутизаторов, усилителей), требующих электропитания и обслуживания [5, с. 168–170]. Для сетей доступа в условиях малоэтажной застройки наиболее актуальна воздушная подвеска самонесущего оптического кабеля, которая снижает стоимость и сроки строительства по сравнению с прокладкой в грунт.

Основными элементами сети GPON являются [4, с. 71–79]:

OLT (Optical Line Terminal) – оконечное устройство линейного тракта, устанавливаемое на центральном узле связи провайдера. OLT выполняет функции управления трафиком, буферизации, мультиплексирования потоков данных от множества абонентов, а также преобразования электрических сигналов в оптические и обратно.

Splitter (оптический разветвитель) – пассивное устройство, которое распределяет оптический сигнал от одного входного волокна к нескольким выходным. Сплиттеры могут быть одноступенчатыми или двухступенчатыми (каскадное включение нескольких разветвителей).

ONT (Optical Network Terminal) – абонентский терминал, устанавливаемый у конечного пользователя. ONT принимает оптический сигнал от OLT через сплиттер, декодирует его и преобразует в электрические сигналы, доступные для подключения абонентского оборудования (компьютеров, телевизоров, IP-телефонов). Также ONT передает восходящий поток данных от абонента к OLT.

Преимуществами технологии GPON являются: высокая пропускная способность, обеспечивающая услуги Triple Play (голос, видео, данные); экономия оптического волокна благодаря использованию одного волокна для обслуживания до 128 абонентов; отсутствие необходимости в

электропитании промежуточных узлов; масштабируемость (возможность постепенного подключения новых абонентов без реконструкции магистрали); поддержка различных протоколов (Ethernet, TDM, ATM, IP) [6, с. 15].

К недостаткам можно отнести: необходимость тщательного расчёта оптического бюджета при проектировании; ограничения на максимальное расстояние из-за затухания в сплиттерах и кабеле; невозможность передачи электропитания к абонентским терминалам по оптическому кабелю (ONT требует локального электропитания 220 В) [5, с. 168–170].

При проектировании распределительной сети GPON в рабочем посёлке Маркова учёт приведённых принципов позволяет обоснованно выбрать тип кабеля (самонесущий диэлектрический кабель для воздушной подвески на опорах ЛЭП), схему сплиттирования (двухуровневая: 1×16 на магистрали + 1×8 на абонентских группах).

Основные топологии GPON:

- Дерево – это классическая архитектура PON, при которой от одного порта OLT через каскад сплиттеров сигнал расходится на множество абонентов.
- Кольцо – волокно прокладывается по замкнутому контуру, а OLT имеет доступ к нему с двух сторон.
- Шина – абоненты подключаются последовательно к одному волокну. Для рабочего посёлка Маркова с его частной застройкой топология дерева является оптимальной.

Анализ территории рабочего посёлка Маркова

Маркова – рабочий посёлок в Иркутском районе Иркутской области России. Схема района ниже представлена на рисунке 1.

Посёлок расположен на берегу реки Каи, в непосредственной близости от юго-западных окраин областного центра – города Иркутска. По данным на 2021 год, численность населения посёлка составляет 36 971 человек [7]. Это один из крупнейших рабочих посёлков Иркутской области, что обуславливает высокий спрос на телекоммуникационные услуги.

Ключевой особенностью Маркова для проектирования распределительной сети GPON является значительный объём индивидуальной жилой застройки (ИЖС). Согласно исходным данным, в посёлке насчитывается более 2000 частных домов.

Индивидуальная застройка определяет специфику проектных решений, которые должны учитывать отсутствие подъездных распределительных узлов. В отличие от многоквартирных домов, где оборудование может размещаться в подъездах, для частного сектора требуется размещение сплиттеров на опорах ЛЭП.

При проектировании сети важно учитывать, что наличие 2000 частных домов не означает, что все они станут абонентами сети. В технико-

экономическом обосновании проектов связи принято использовать коэффициент покрытия (проникновения услуги). В данном проекте принят коэффициент покрытия 70%.



Рисунок 1. Спутниковый снимок района Маркова

Таким образом, потенциальная абонентская база для проектируемой сети GPON рассчитывается по формуле:

$$N_{\text{потенц}} = N_{\text{домов}} \cdot K_{\text{покрытия}},$$

и составляет порядка 1800 абонентов.

Капитальные затраты и окупаемость

Выполнен расчёт капитальных затрат на оборудование и материалы. Основу кабельной инфраструктуры составляют волоконно-оптические кабели производства АО «ТРАНСВОК». Для магистральных участков используется кабель ОКП-2Сп-8(2)Ц «1.7кН» (плоский) в количестве 44 647 метров, что при цене за единицу позволяет сформировать итоговую стоимость 1 473 351 рубль. Кабель ОКП-2Сп-16(2)Ц «1.7кН» приобретается в объёме 2 473 метра на сумму 113 758 рублей. Кабель ОКП-2Сп-24(2)Ц «1.7кН» (плоский) в количестве 6 377 метров составляет 433 636 рублей. Общие затраты на кабельную продукцию – 2 020 745 рублей.

Пассивное оптическое оборудование представлено муфтами различного назначения. Для подключения портов OLT предусмотрены 25 магистральных муфт со встроенным сплиттером 1:16, обеспечивающих первичное деление сигнала. Для распределения сигнала непосредственно к абонентам используются 336 абонентских муфт со сплиттером 1:8. Кроме того, предусмотрено 35 магистральных муфт для соединения кабелей без сплиттерования. Стоимость муфт и сплиттеров определена по рыночным ценам.

Проектируемая сеть рассчитана на покрытие частного сектора рабочего посёлка Маркова, где насчитывается около 2050 частных домовладений. Предполагаемое количество абонентов на начальном этапе составляет 1455 человек, что соответствует 70-процентному покрытию абонентской базы. Такой уровень подключения является реалистичным для первого года эксплуатации с учётом постепенного привлечения клиентов.

Затраты на строительно-монтажные работы включают прокладку оптического кабеля по опорам ЛЭП и фасадам зданий, монтаж муфт и сплиттерных боксов, установку абонентских терминалов ONT, пусконаладочные работы и тестирование сети. Общая стоимость СМР рассчитана на основе укрупнённых нормативов с учётом объёмов прокладки кабеля и количества монтируемых узлов. В смету также включены услуги автовышек для работ на высоте и оплата труда монтажников.

Ожидаемые доходы формируются за счёт абонентской платы за доступ к сети Интернет. При среднемесечном платеже с одного абонента в размере 630 рублей (с учётом распределения по разным тарифным планам) ежемесячный доход от 1455 абонентов составит около 916 650 рублей. Годовой доход, соответственно, достигнет 11 миллионов рублей при 70-процентном покрытии.

Эксплуатационные расходы включают фонд оплаты труда персонала со страховыми взносами, техническое обслуживание оборудования, аренду каналов связи, электроэнергию и административные затраты. По расчётам, ежегодные операционные расходы составляют около 3,8–4,2 миллиона рублей.

Срок окупаемости проекта определяется как отношение суммы капитальных вложений к среднегодовому чистому денежному потоку. При общих инвестициях в размере около 22–25 миллионов рублей (с учётом оборудования и СМР) и ежегодной чистой прибыли 7–8 миллионов рублей, простой срок окупаемости составит 3–3,5 года. Чистая приведённая стоимость проекта положительна, что подтверждает экономическую целесообразность строительства распределительной сети GPON в рабочем посёлке Маркова. Реализация проекта также имеет социальный эффект, обеспечивая жителей частного сектора качественным широкополосным доступом и создавая конкурентную среду на рынке телекоммуникационных услуг.

Заключение

В результате выполнения работы спроектирована распределительная сеть доступа по технологии GPON для рабочего посёлка Маркова. Выбор данной технологии обоснован её высокой пропускной способностью, надёжностью и экономической эффективностью при подключении индивидуальной жилой застройки, которая составляет основу абонентской базы посёлка – более 2000 домовладений.

Анализ текущего состояния телекоммуникационного рынка в Маркове выявил наличие монопольного провайдера с завышенными в два раза тарифами по сравнению с городскими. Предлагаемый проект направлен на создание конкурентной среды, что позволит не только повысить качество связи, но и снизить стоимость услуг для населения.

Проектом предусмотрено 70-процентное покрытие абонентской базы с обеспечением доступа к высокоскоростному интернету, цифровой телефонии и IP-телевидению. Выполнены расчёты капитальных затрат на кабельную продукцию (около 2 млн рублей) и строительно-монтажные работы. При общих инвестициях 22–25 млн рублей, годовом доходе 11 млн рублей и операционных расходах 3,8–4,2 млн рублей чистая ежегодная прибыль составит 7–8 млн рублей.

Простой срок окупаемости проекта достигает 3–3,5 года, а положительная чистая приведённая стоимость подтверждает его экономическую целесообразность. Таким образом, внедрение GPON в Маркове является коммерчески эффективным и социально значимым решением, обеспечивающим жителей частного сектора качественным широкополосным доступом и формирующим здоровую конкурентную среду на рынке телекоммуникационных услуг посёлка.

Список литературы

1. Борисов В.Н., Згоняйко Е.А. Проектирование инфокоммуникационной системы связи с применением технологии G-PON // *Молодёжная наука* 3. – 2022. – С. 33. – URL: naukaip.ru (дата обращения: 02.05.2026)
2. Воронцов А.С. Технологии строительства ВОЛС // *Фотон-экспресс*. – 2005. – № 2. – С. 29–31.
3. Стадник А.М., Павловская К.А. Преимущества и перспективы развития волоконно-оптических линий связи // *Автоматизация технологических объектов и процессов. Поиск молодых*. – 2023. – С. 22–25.
4. Занаева З.С. и др. Проектирование сети доступа Fiber to the Home FTTH на основе GPON // *Миллионщиков-2023*. – 2023. – С. 71–79.
5. Горшков А.С. Особенности построения пассивной оптической сети доступа // *Научный электронный журнал Меридиан*. – 2020. – № 15. – С. 168–170.
6. Быков А.Ю., Гончарова П.С. Основные виды технологий PON. – 2017. – С. 15.
7. Итоги Всероссийской переписи населения 2020 года (по состоянию на 1 октября 2021 года)–URL: <https://rosstat.gov.ru/storage/mediabank/tab-5VPN-2020.xlsx> (дата обращения: 02.05.2026).

Анализ современного состояния и проблем эксплуатации ВОЛС в условиях гололедообразования

Томашевский И.Г., Дмитриев А.А., Леонова Н.В.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия

PCHELA777.90@mail.ru, dmtaa77fti@gmail.com, anleonova@mail.ru

В данном докладе рассматривается аномальное гололедообразование на участках ВОЛС, приводящее к повышенной аварийности, с целью сохранения уровня качества оказываемых услуг связи государственным и муниципальным органам, а также предприятиям ПАО «ГМК «Норильский Никель».

Введение

В современных условиях бесперебойная работа волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) является ключевым фактором обеспечения информационной безопасности, устойчивого функционирования органов власти, промышленных предприятий и предоставления услуг населению. В последние годы на ряде участков ВОЛС, проходящих по территории Норильского промышленного района, отмечается аномальное гололедообразование, приводящее к значительному увеличению аварийности и риску полной потери связи. Особенно критичной становится ситуация, когда одновременно поражаются как основная, так и резервная линии, что создаёт угрозу изоляции предприятий и ограничения доступа к услугам связи для населения и государственных структур.

Проблема и предпосылки проекта. Отказ от внедрения современных технических решений по защите ВОЛС от гололёдных нагрузок приведёт к сохранению высокого уровня аварийности, на примере таких:

1. Технические последствия

- Разрушение несущих конструкций: Деформация или обрыв узлов крепления из-за критического веса ледяных отложений.
- Деградация ВОК: Микро- и макроизгибы волокна, ведущие к росту затухания, а при превышении предела прочности – к полному разрыву оптического сердечника.
- Сокращение срока службы: Ускоренный износ оболочки кабеля и арматуры из-за циклических механических нагрузок.

2. Операционные последствия (связь и сервис)

- Длительные перерывы в связи: Трудности доступа к местам аварий в период непогоды увеличивают среднее время восстановления.
- Изоляция объектов: Риск полной потери управления и передачи данных для критически важных узлов инфраструктуры.
- Неэффективность эксплуатации: Переход системы в режим «реактивного» обслуживания (постоянное устранение аварий вместо планового развития).

3. Экономические и репутационные последствия

- **Рост OPEX:** Высокие затраты на проведение аварийно-восстановительных работ и замену поврежденных участков.
- **Штрафные санкции:** Финансовые потери из-за нарушения SLA (соглашений об уровне сервиса) перед клиентами или государством.
- **Упущенная выгода:** Невозможность гарантировать надежность каналов для высокотехнологичных и стратегических сервисов.

В настоящее время эффективность ограничителей гололёдообразования не подтверждена опытом эксплуатации в условиях Крайнего Севера, что требует проведения практических испытаний и мониторинга

Целью настоящей работы является снижение влияния природных факторов на обеспечение непрерывной работы магистральных линий связи, повышение эксплуатационной надежности линейно-кабельных сооружений и доступность каналов связи (SLA), а также получение практического опыта в разработке и применении технических решений с использованием ограничителей колебаний и гололёдообразования. Для достижения поставленной цели решаются следующие задачи:

- анализ причин и последствий аварийности ВОЛС, связанных с гололёдообразованием;
- выбор и обоснование оптимальных технических решений по защите ВОЛС;
- проведение практических испытаний ограничителей гололёдообразования на критичных участках; организация мониторинга образования гололёдных отложений без перерыва в предоставлении услуг связи.

Классификация и физика образования гололедно-изморозевых отложений (ГИО) на кабелях

Применительно к оптическим кабелям (особенно самонесущим ОКСН и кабелям, встроенным в грозотрос – ОКГТ), проблема ГИО стоит даже острее, чем для силовых проводов. Оптическое волокно крайне чувствительно к растягивающим усилиям и микроизгибам, которые возникают при обледенении.

1. Физика образования и виды отложений. Физика процесса заключается в фазовом переходе воды на поверхности диэлектрического или металлического покрытия кабеля. Для оптических кабелей критическим фактором является адгезия (сцепление) льда с оболочкой (обычно полиэтиленовой).

- **Гололед:** Физика: образуется при выпадении переохлажденного дождя (температура капель $<0^{\circ}\text{C}$). При ударе о кабель капля растекается и медленно замерзает, вытесняя воздух. Вид: Плотная, прозрачная ледяная корка. Опасность для оптики: Самая высокая плотность (до 900 кг/м^3). Создает колоссальную статическую нагрузку, вызывая критическое растяжение оптического модуля и рост затухания сигнала.

- Зернистая изморозь: Физика: Результат намерзания мелких капель переохлажденного тумана. Капли замерзают мгновенно, сохраняя форму шариков и захватывая воздух. Вид: Снеговидный рыхлый осадок белого цвета. Опасность для оптики: имеет высокую шероховатость. Опасно тем, что быстро увеличивает диаметр кабеля, создавая эффект «паруса». При сильном ветре это приводит к динамическим колебаниям и вибрации, что изнашивает зажимы и крепления.
- Мокрый снег: Физика: Налипание снежинок при температуре около 0...+2°C, когда в структуре снега присутствует жидкая фракция воды. Вид: Белые цилиндрические муфты большого диаметра. Опасность для оптики: может образовывать огромные «чехлы» диаметром до 100–150 мм. При последующем замерзании превращается в тяжелый ледяной панцирь. Для тонких оптических кабелей это часто приводит к превышению допустимой растягивающей нагрузки (МДРН) и обрыву.

2. Климатические районы согласно ПУЭ

Выбор марки оптического кабеля напрямую зависит от района по гололеду. Согласно ПУЭ (7-е издание, глава 2.5) [1], территория РФ делится на районы по толщине стенки гололеда:

Таблица 1

Климатические районы согласно ПУЭ

Район по ПУЭ	Толщина стенки (мм)	Где проблема стоит наиболее остро (примеры)
IV район	25 мм	Центральная Россия, Поволжье.
V район	30 мм	Южный Урал, предгорья Алтая, побережье Балтики.
VI район	35 мм	Юг России (Ставрополье), побережье Охотского моря.
VII район	40 мм	Новороссийск (зона боры), Мурманское побережье.
Особый	> 40 мм	Высокогорные перевалы Кавказа, Сахалин, Чукотка.

Наиболее остро проблема стоит в районах IV и выше, а также в «Особых» зонах. В этих регионах запрещено использование легких самонесущих кабелей с малым допустимым растяжением. Особенности для оптических кабелей: Пляска проводов: из-за обледенения кабель меняет форму с круглой на «крыло», что при ветре вызывает низкочастотные колебания с большой амплитудой. Это может привести к «схлопыванию» оптического кабеля с фазными проводами. Затухание: при сильном сжатии кабеля ледяной муфтой волокна могут испытывать микроизгибы, что приводит к временному или постоянному росту оптических потерь в линии.

Влияние обледенения на надежность и характеристики ВОЛС

Обледенение является одним из самых опасных деструктивных факторов для волоконно-оптических линий связи (ВОЛС), особенно для подвесных кабелей (ОКСН и ОКГТ). Влияние ГИО проявляется в двух плоскостях: физическое разрушение инфраструктуры и деградация качества передачи данных.



Рисунок 1. Гололёдообразование на участке ВОЛС

1. Механические нагрузки и риск разрушения

Обледенение резко меняет расчетные параметры линии, заложенные при проектировании:

увеличение веса (Вертикальная нагрузка): Вес ледяной муфты может в 5–10 раз превышать собственный вес оптического кабеля. Поскольку оптический кабель значительно легче силового, относительный прирост массы для него критичнее. Это приводит к чрезмерной стреле провеса и риску вытягивания волокон из модулей. (см. рисунок 1 и рисунок 2);

рост парусности (Горизонтальная нагрузка): Гололед увеличивает внешний диаметр кабеля. При сильном ветре обледеневший кабель работает как парус. Суммарный вектор нагрузки (вес + давление ветра) может превысить максимально допустимое растягивающее усилие;

разрушение опор и арматуры: Оптические кабели часто подвешиваются на уже существующих опорах ЛЭП или связи. Дополнительная нагрузка от ГИО может привести к излому опор, обрыву поддерживающих зажимов или деформации траверс;

пляска проводов: Одностороннее намерзание льда (особенно зернистой изморози) придает кабелю аэродинамически неустойчивую форму. Ветер вызывает автоколебания с большой амплитудой, что ведет к усталостному разрушению крепежа и самого кабеля.



Рисунок 2. Гололёдообразование на участке ВОЛС

2. Оптические эффекты: деградация сигнала

Даже если кабель выдержал механическую нагрузку и не оборвался, связь может прерваться из-за изменения физических свойств внутри кабеля:

- Макроизгибы: при сильном растяжении кабеля избыточная длина волокна в оптическом модуле выбирается до нуля. Волокно начинает прижиматься к внутренней стенке модуля или скручиваться, что вызывает потери на макроизгибах (свет «вытекает» из сердцевины через оболочку).
- Микроизгибы при сжатии: при круговом обледенении ледяная муфта при замерзании и температурном сжатии создает радиальное давление на оболочку кабеля. Это давление передается на волокна, вызывая их деформацию на микроуровне (микронные неровности). Это резко повышает коэффициент затухания, вплоть до полной потери сигнала.
- Температурный фактор: Большинство ГИО образуется при температурах, близких к нулю, но последующее резкое похолодание приводит к сжатию материалов кабеля с разными коэффициентами температурного расширения, что усугубляет эффект микроизгибов.

3. Статистика аварий

Обледенение – причина около 30–40% всех аварий на воздушных линиях связи в зимний период в сложных климатических районах.

- Масштабные инциденты: Ледяной дождь в Центральной России (2010 г.): было зафиксировано более 500 обрывов магистральных и распределительных ВОЛС. Толщина льда достигала 30–50 мм, что привело к массовому падению опор вместе с кабелями. Дальний Восток (Приморье, ноябрь 2020 г.): Один из самых разрушительных ледяных штормов. Толщина обледенения на проводах превысила расчетные нормы в 2–3 раза. В одном только Владивостоке были повреждены сотни километров городских линий связи, восстановление которых заняло более месяца.
- Ежегодные потери: согласно данным эксплуатирующих организаций, в регионах IV–V районов по гололеду (Ставрополье, Урал) ежегодно фиксируется рост затухания на 1–3 дБ на участках с ГИО, что требует внеплановых выездов бригад для перетяжки или замены участков кабеля. Экономический ущерб: Основная доля затрат (до 70%) при авариях из-за ГИО приходится не на стоимость самого кабеля, а на сложные монтажные работы в зимних условиях и убытки от простоя каналов связи.

Проектирование трасы прокладки ВОК с использованием специальных элементов

Проведенный анализ существующих методов борьбы с ГИО показывает, что в условиях Крайнего Севера пассивные методы (покрытия) недостаточно долговечны, а активные (плавка током) технически нереализуемы для диэлектрических кабелей ОКСН на протяженных участках. Для обеспечения максимальной надежности ВОЛС необходим системный подход, сочетающий:

- Механическое предотвращение роста критической массы льда.
- Аэродинамическую стабилизацию для исключения разрушительной вибрации.
- Выбор кабеля, тип, с большой механической нагрузкой, и соответствующими техническими характеристиками.
- Выбор специальных элементов и конструкций для уменьшения вибраций и пляски. [2]

На основании проведенного анализа климатических рисков и условий эксплуатации в районах Крайнего Севера, проектное решение должно базироваться на комплексном подходе. Для обеспечения заданного уровня надежности (SLA) в состав системы необходимо включить:

- Интеграция ОГК: Расчет и выбор марки ОГК, устойчивого к экстремальной стенке гололеда, характерной для северных регионов.
- Защита от динамических нагрузок: Проектирование расстановки гасителей вибрации типа СВ-19 (или аналогов) для предотвращения усталостного разрушения арматуры и волокна.
- ОГК – это «броня», которая выдерживает статический вес льда. (см. рисунок 3).

• СВ-19 – это «предохранитель», который гасит вибрацию и пляску проводов, не давая конструкции разрушиться от динамики (см. рисунок 4) [3].

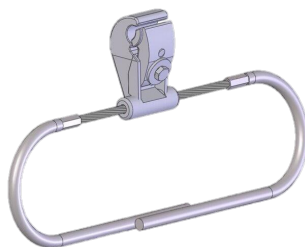


Рисунок 3. Ограничители гололедообразования и пляски типа ОГК



Рисунок 4. Спойлер СВ-19

Заключение

На основании проведенного анализа методов борьбы с гололедно-изморозевыми отложениями (ГИО) в условиях Крайнего Севера установлено, что стандартные пассивные и активные способы защиты малоэффективны для диэлектрических кабелей ОКСН.

Для обеспечения проектного уровня надежности (SLA) и предотвращения аварийных ситуаций на протяженных участках ВОЛС, проектное решение должно базироваться на синергии двух факторов: статической устойчивости: применение ОГК с повышенными прочностными характеристиками, способного выдерживать критические весовые нагрузки от экстремальной стенки гололеда; динамической защиты: обязательное использование гасителей вибрации (типа СВ-19), исключающих усталостное разрушение волокна и арматуры вследствие пляски проводов и ветровых резонансов.

Таким образом, переход от локальных мер к комплексному проектированию «ОГК + специализированная арматура» является единственным технически обоснованным способом эксплуатации линий связи в арктическом климате. Это позволит минимизировать риски механического повреждения сети и обеспечит бесперебойную передачу данных в сложных метеоусловиях.

Список литературы

1. ГОСТ Р 52266-2020. Кабели оптические. Общие технические условия. – Введ. 2021-03-01. – М.: Стандартинформ, 2020. – 54 с.
2. РД 34.20.182-90. Методические указания по типовой защите от вибрации и субколебаний проводов и грозозащитных тросов воздушных линий электропередачи. – М.: ОРГРЭС, 1991. – 28 с.
3. Габдуллин Р. Б. Проектирование волоконно-оптической линии передачи в условиях Крайнего Севера // Киберленинка. – 2023.

Проектирование локальной мультисервисной сети в стоматологической клинике города Иркутск

Трусков О.В., Дмитриев А.А.

Иркутский национальный исследовательский технический университет,
Иркутск, Россия

olegtruskovrus38gmail.com, dmtaa77fti@gmail.com

Статья посвящена проектированию локальной мультисервисной сети передачи данных в частной стоматологической клинике города Иркутска. Рассмотрены вопросы выбора топологии, активного сетевого оборудования, а также структурированной кабельной системы на базе экранированной витой пары и волоконно-оптических линий связи. Предложенная архитектура обеспечивает конвергенцию сервисов телефонии, видеонаблюдения, контроля и управления доступом (СКУД), доступа в Интернет и управления инженерными системами в рамках единой сетевой инфраструктуры.

Введение

Иркутск – один из крупнейших городов Восточной Сибири, характеризующийся активным развитием коммерческой недвижимости и сферы услуг. Современная стоматологическая клиника представляет собой не только медицинское учреждение, но и сложный офисный объект с высокими требованиями к информационной инфраструктуре. Под локальной мультисервисной сетью понимается единая среда передачи данных, способная одновременно обеспечивать функционирование различных по своей природе сервисов: высокоскоростной доступ в сеть Интернет, IP-телефонию, передачу потокового видео с камер наблюдения, работу систем контроля доступа и внутренних информационных систем. Проектируемая сеть охватывает двухэтажное здание общей площадью 450 м² и включает 28 точек подключения для рабочих мест сотрудников, а также порты для подключения периферийного сетевого оборудования.

Выбор топологии и архитектуры сети

При построении мультисервисной сети используется классическая трехуровневая иерархическая модель [1], адаптированная под масштаб объекта: уровень доступа, уровень агрегации и уровень ядра сети совмещены в одном центральном коммутаторе, что оправдано небольшим количеством узлов. Физическая топология сети – «звезда с распределенным подключением». Все рабочие места и оконечные устройства подключаются к портам коммутаторов рабочей группы, которые, в свою очередь, соединяются с центральным коммутатором.

Для обеспечения отказоустойчивости и высокой производительности использовано резервирование линков между этажами посредством агрегирования каналов (Link Aggregation, LACP). Логическая структура сети разделяется на виртуальные локальные сети (VLAN) [2] для каждого

типа трафика: VLAN для данных пользователей, VLAN для голосового трафика (VoIP), VLAN для видеонаблюдения, VLAN для устройств СКУД и VLAN управления сетевыми устройствами. Это позволяет разграничить широковебательные домены и применять политики качества обслуживания (QoS), приоритезируя голосовой и видеотрафик над обычными данными.

Основные элементы мультисервисной сети включают:

1) Центральный коммутатор ядра: устройство, выполняющее функции агрегации трафика и маршрутизации между VLAN. Он обрабатывает межсетевой обмен данными на скорости канальной среды и отвечает за взаимодействие с внешней сетью провайдера. Его характеристики представлены в таблице 1;

2) Коммутаторы доступа: устройства, устанавливаемые на этажах для непосредственного подключения конечных пользователей и IP-устройств. Они поддерживают питание по технологии PoE, что необходимо для работы IP-телефонов, камер видеонаблюдения и считывателей СКУД;

3) Маршрутизатор / межсетевой экран: пограничное устройство, обеспечивающее подключение к сети Интернет, трансляцию сетевых адресов (NAT) и базовую защиту периметра сети от несанкционированного доступа;

4) Структурированная кабельная система (СКС): пассивная часть сети, представляющая собой совокупность медных и оптических кабельных трасс, коммутационных панелей и информационных розеток.

Таблица 1

Характеристики центрального коммутатора

Характеристика	Значение
Тип устройства	Управляемый коммутатор уровня 3 (L3 Lite)
Количество портов доступа	24 порта 10/100/1000Base-T (RJ-45)
Количество Uplink-портов	4 порта 1/10G SFP+
Поддержка VLAN	IEEE 802.1Q (до 4094 VLAN)
Маршрутизация	Статическая маршрутизация, RIP, OSPF
Функции QoS	8 очередей приоритетов на порт, DSCP, CoS
Резервирование	Link Aggregation (802.3ad), Spanning Tree (802.1d/w/s)
Производительность коммутации	до 128 Гбит/с
Размеры / Вес	440 x 280 x 44 мм / 4.5 кг

При проектировании оптических сетей используются специализированные кабели, такие как ОКСТЦ-10-01-0,22-24(2,7) и ОКСТЦ-10-01-0,22-16(2,7) [3]. Эти кабели разработаны для обеспечения надежной передачи оптических сигналов и оптимизации эксплуатационных характеристик в различных условиях [4].

Подсистема IP-видеонаблюдения

Подсистема IP-видеонаблюдения является одним из ключевых сервисов мультисервисной сети, обеспечивающим визуальный контроль за периметром и внутренними помещениями. Все видеокамеры включаются непосредственно в единую сетевую инфраструктуру через PoE-порты коммутаторов доступа, что исключает необходимость прокладки отдельных кабелей электропитания и упрощает администрирование. Видеопотоки передаются по протоколу IP и записываются на сетевой видеорегистратор (NVR), подключенный к центральному коммутатору.

Топология видеонаблюдения – «звезда». Каждая камера соединяется отдельным кабелем витой пары с ближайшим коммутатором доступа. Для обеспечения непрерывной записи и возможности удаленного просмотра NVR оснащается RAID-массивом для отказоустойчивого хранения данных. Камеры размещаются на входных группах, в коридорах и зонах ожидания. Наружные камеры устанавливаются по периметру здания и имеют всепогодное исполнение с классом защиты IP67. Характеристики системы видеонаблюдения сведены в таблицу 2.

Таблица 2

Характеристики подсистемы IP-видеонаблюдения

Характеристика	Значение
Тип системы	IP-видеонаблюдение
Количество внутренних камер	16 шт., купольные, 4 Мп, фиксированный объектив 2.8 мм
Количество наружных камер	4 шт., цилиндрические, 4 Мп, класс защиты IP67
Тип передачи данных и питания	PoE (Power over Ethernet, стандарт IEEE 802.3af/at)
Сетевой видеорегистратор (NVR)	32-канальный, поддержка RAID 1/5
Разрешение записи	2688x1520 пикселей (4 Мп)
Глубина видеоархива	Не менее 60 суток
Интерфейс удаленного доступа	Веб-интерфейс, мобильное приложение

Подсистема контроля и управления доступом (СКУД)

Подсистема СКУД в составе мультисервисной сети обеспечивает разграничение прав доступа персонала и посетителей в различные зоны объекта, а также выполняет функцию учета рабочего времени. Архитектура СКУД построена на базе центрального IP-контроллера, который интегрируется непосредственно в локальную сеть через Ethernet-порт. Контроллер управляет подключенными к нему считывателями, электромагнитными замками и кнопками выхода, обеспечивая централизованную логику принятия решений о доступе.

Связь контроллера с сетевыми считывателями осуществляется по протоколу IP. Использование единой сети для передачи данных СКУД

позволяет администратору управлять правами доступа удаленно, а также интегрировать систему с другими модулями безопасности, например, получать уведомления при попытках несанкционированного доступа. Все устройства СКУД (контроллер, считыватели с интерфейсом Ethernet) выделены в отдельный VLAN для изоляции критичного трафика от пользовательского. Электромагнитные замки запитываются от блоков питания с резервными аккумуляторными батареями, что гарантирует функционирование системы при кратковременных перебоях в электроснабжении. Основные параметры контроллера СКУД приведены в таблице 3.

Таблица 3

Характеристики центрального сетевого контроллера СКУД

Характеристика	Значение
Тип устройства	Управляемый коммутатор уровня 3 (L3 Lite)
Сетевой интерфейс	Ethernet 10/100 Мбит/с
Количество точек доступа	До 20 (в базовой конфигурации)
Тип идентификаторов	RFID-карты стандарта Mifare
Количество релейных выходов	6 (для управления замками)
Подключение считывателей	RS-485, Wiegand-26/34
Управление замками	Электромагнитные, усилие удержания 300 кг
Резервное питание замков	АКБ 12В, 7 А·ч

Проектирование кабельной подсистемы

Кабельная подсистема является основой мультисервисной сети, определяющей её надёжность и максимальную пропускную способность [5]. Проектом предусмотрено использование двух типов физических сред передачи: экранированной витой пары для подключения подавляющего большинства устройств и оптического волокна для магистральных соединений.

Подсистема на основе витой пары

Для организации горизонтальной подсистемы на рабочих местах применяется кабель «витая пара» категории 6А в экранированном исполнении (F/UTP). Выбор данной категории обусловлен необходимостью обеспечения скорости передачи данных до 10 Гбит/с и повышенной помехозащищенности. Характеристики применяемого кабеля приведены в таблице 4. Каждая информационная розетка на рабочем месте содержит два порта RJ-45, что позволяет разделить подключение персонального компьютера и IP-телефона без использования дополнительных коммутаторов на месте. Применение стандарта TIA/EIA-568-C.2 гарантирует совместимость со всеми современными сетевыми протоколами.

Таблица 4

Характеристика кабеля витой пары F/UTP, категория 6A

Характеристика	Значение
Тип кабеля	4-парный, F/UTP (с общим экраном из фольги)
Категория	6A (частотный диапазон до 500 МГц)
Проводник	Медный, одножильный (Solid), 23 AWG
Материал оболочки	LSZH (безгалогенный, не распространяющий горение)
Максимальная скорость	10 Гбит/с (10GBase-T)
Допустимая длина канала	100 метров (включая коммутационные шнуры)
Диаметр	7.5 мм
Стандарт	ISO/IEC 11801, ANSI/TIA-568-C.2

Применение кабеля с оболочкой LSZH является обязательным требованием для офисных и общественных зданий, так как данный материал не выделяет токсичных галогенов при горении и не способствует распространению пламени [6].

Волоконно-оптическая подсистема

Для магистрального соединения между центральным коммутатором первого этажа и коммутатором доступа второго этажа прокладывается волоконно-оптический кабель. Данное решение исключает проблемы электромагнитных помех, обеспечивает гальваническую развязку между сегментами и закладывает фундамент для будущего роста пропускной способности. Для соединения внутри здания используется многомодовый оптический кабель с 8 волокнами. Четыре волокна используются для текущего агрегированного канала 10 Гбит/с, оставшиеся четыре остаются в резерве. Характеристики кабеля приведены в таблице 5.

Таблица 5

Характеристики многомодового оптического кабеля для магистральной подсистемы

Характеристика	Значение
Тип волокна	Многомодовое (MMF), OM4
Количество волокон	8 (50/125 мкм)
Тип конструкции	Внутренний распределительный кабель
Поддерживаемые стандарты передачи	10GBase-SR, 40GBase-SR4, 100GBase-SR4
Затухание на длине волны 850 нм	≤ 3.0 дБ/км
Внешняя оболочка	LSZH
Растягивающее усилие	800 Н
Эксплуатационная температура	-10°C до +60°C

Заключение

Спроектированная локальная мультисервисная сеть представляет собой единую транспортную платформу для всех информационных сервисов здания стоматологической клиники. Иерархическая топология с центральным ядром, разделение трафика на виртуальные сети и применение механизмов качества обслуживания гарантируют стабильную и приоритизированную передачу голоса, видео и данных. Интеграция подсистем IP-видеонаблюдения и СКУД непосредственно в мультисервисную сеть позволяет централизовать администрирование, сократить расходы на параллельные кабельные системы и обеспечить высокий уровень безопасности объекта. Выбор современной элементной базы, включающей коммутаторы с поддержкой PoE и 10G-интерфейсов, а также кабельную систему категории 6A в сочетании с оптоволокном, обеспечивает запас пропускной способности и делает сеть готовой к дальнейшему масштабированию и внедрению новых сервисов без модернизации физической инфраструктуры. Реализация проекта позволит создать надежную информационную основу для эффективной и безопасной работы организации в условиях цифровой экономики.

Экономическая эффективность предложенного решения достигается за счёт устранения параллельных кабельных систем, применения PoE и единого администрирования всех сервисов. Спроектированная архитектура обладает запасом масштабирования: до 25% свободных портов на коммутаторах и резервные оптические волокна позволяют подключать новые рабочие места без замены оборудования. Таким образом, сеть сохраняет высокую пропускную способность (до 10 Гбит/с на рабочем месте) и готова к внедрению дополнительных сервисов в ближайшие 5–7 лет.

Список литературы

1. Олифер, В.Г. *Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. Учебник для вузов [Текст]* / В.Г. Олифер, Н.А. Олифер // – 6-е изд. – СПб.: Питер, 2024. – 1008 с.
2. IEEE Std 802.1Q™. *Standard for Local and Metropolitan Area Networks – Bridges and Bridged Networks (Virtual LANs)* [Электронный ресурс] // IEEE Standards Association [сайт]. URL: <https://standards.ieee.org/ieee/802.1Q/10323/>.
3. *Техническая документация на кабели ОКСТЦ-10-01-0,22. Волоконно-оптические кабели для внутренней прокладки.*
4. *Технические условия (ТУ 16.К71-...)* [Электронный ресурс] // cable.ru [сайт]. URL: <https://cable.ru/cable/okstc-10-01-0-22-24-2-7.php>.
5. Семенов, А.Б. *Проектирование и расчет структурированных кабельных систем и их компонентов [Текст]* / А.Б. Семенов. – М.: ДМК Пресс, 2019. – 416 с.
6. *Требования пожарной безопасности к электротехническим изделиям. Федеральный закон № 123-ФЗ «Технический регламент о требованиях пожарной безопасности»* [Электронный ресурс] // КонсультантПлюс. – Режим доступа: http://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_78699/.

Научное издание

**СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И СВЯЗИ**

Материалы XVIII Всероссийской
научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
(с международным участием)

(г. Иркутск, 15 мая 2026 г.)

Дата выхода в свет 19.06.2026.

Зак. 59. Поз. плана 10.

Усл. печ. л. 40,0.

Оригинал-макет подготовлен в типографии издательства
ФГБОУ ВО «Иркутский национальный
исследовательский технический университет»
664074, г. Иркутск, ул. Лермонтова, 83

