

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ

«Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича
и Николая Григорьевича Столетовых»
(ВлГУ)

На правах рукописи



Калистратов Дмитрий Сергеевич

**МЕТОДОЛОГИЯ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВЫХ
ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЙ В СИСТЕМАХ МОНИТОРИНГА
ТРАНСПОРТНЫХ ПОТОКОВ ГОРОДА**

Специальность: 2.2.15 – «Системы, сети и устройства телекоммуникаций»

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени

доктора технических наук

Научный консультант:

д.т.н., проф. Самойлов А.Г.

Владимир 2026

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	7
ГЛАВА 1. ИССЛЕДОВАНИЕ СУЩЕСТВУЮЩИХ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ И МЕТОДОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОКАНАЛА СО ВСТРОЕННЫМ ВИДЕОКОДЕКОМ.....	15
1.1 Выбор структурной схемы и критериев оценки радиоканала.....	15
1.1.1 Базовая модель системы мониторинга.....	15
1.1.2 Структурная схема радиоканала.....	17
1.1.3 Перечень влияющих факторов.....	18
1.1.4 Перечень критериев качества.....	20
1.2 Исследование известных моделей радиоканала.....	22
1.2.1 Трассовые модели.....	23
1.2.2 Шумовые модели.....	24
1.2.3 Электродинамические модели.....	26
1.2.4 Статистические модели.....	28
1.2.5 Сравнительный анализ моделей.....	30
1.3 Исследование известных методов компрессии изображений.....	32
1.3.1 Дискретно-косинусное преобразование	32
1.3.2 Оконное преобразование Фурье.....	33
1.3.3 Вейвлет-преобразование.....	36
1.3.4 Сравнительный анализ видеокодеков.....	38
1.4 Разработка математических моделей сигналов.....	39
1.4.1 Сигнал с амплитудной цифровой модуляцией.....	40
1.4.2 Сигнал с частотной цифровой модуляцией.....	41
1.4.3 Сигнал с фазовой цифровой модуляцией.....	42
1.4.4 Сигнал с квадратурной амплитудной цифровой модуляцией.....	43
1.5 Разработка математических моделей шумов и помех.....	44
1.5.1 Белый равномерный шум.....	44
1.5.2 Белый Гауссовский шум.....	47
1.5.3 Белый Пуассоновский шум.....	49
1.5.4 Импульсная Релеевская помеха.....	51
1.6 Выводы.....	55

ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ И МЕТОДА ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОКАНАЛА СО ВСТРОЕННЫМ ВИДЕОКОДЕКОМ.....	57
2.1 Разработка математической модели радиоканала.....	57
2.1.1 Расчётная схема радиоканала.....	58
2.1.2 Функциональная схема радиоканала.....	59
2.1.3 Математическая модель радиоканала.....	60
2.1.4 Таблица учёта влияющих факторов.....	62
2.2 Учёт уровней сигналов, шумов и помех.....	63
2.2.1 Учёт типа модуляции сигнала.....	63
2.2.2 Учёт уровней шумов и помех.....	64
2.3 Учёт спектров шумов и помех.....	66
2.3.1 Математическая модель полосового фильтра.....	66
2.3.2 Задание характеристик фильтра.....	67
2.3.3 Пример использования фильтра.....	69
2.4 Учёт свойств среды распространения сигнала.....	70
2.4.1 Принцип расчёта проницаемости среды.....	70
2.4.2 Учёт влияния гидрометеоров.....	72
2.4.3 Учёт влияния промышленного смога.....	74
2.4.4 Учёт влияния температурных перепадов.....	76
2.4.5 Пример моделирования.....	77
2.5 Учёт наличия препятствий и отражений.....	78
2.5.1 Учёт наличия препятствий.....	78
2.5.2 Учёт наличия отражений.....	80
2.5.3 Многолучевое распространение.....	82
2.6 Разработка метода проектирования радиоканала.....	83
2.6.1 Задание входных параметров.....	84
2.6.2 Задание целевой функции.....	87
2.6.3 Алгоритм реализации метода.....	88
2.6.4 Получение выходных параметров.....	90
2.6.5 Преимущества технических решений.....	91
2.7 Выводы.....	93

ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛА ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ.....	95
3.1 Модель распространения гармонического сигнала.....	95
3.1.1 Математическая модель сигнала.....	96
3.1.2 Выбор базиса разложения.....	97
3.1.3 Аналитическое решение.....	100
3.1.4 Проверка решения.....	106
3.1.5 Численное решение.....	114
3.1.6 Оценка сходства решений.....	115
3.2 Модель распространения сигнала произвольной формы.....	116
3.2.1 Математическая модель сигнала.....	117
3.2.2 Вывод расчётных формул.....	118
3.2.3 Дискретизация решения.....	121
3.2.4 Алгоритм решения.....	123
3.2.5 Геометрическая интерпретация.....	126
3.3 Ограничения на решение.....	127
3.3.1 Условия устойчивости.....	127
3.3.2 Условия дискретизации.....	128
3.3.3 Условия сходимости.....	128
3.4 Выводы.....	130

ГЛАВА 4. МЕТОД КОМПРЕССИИ ЦИФРОВЫХ ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЙ С ВЫСОКОЧАСТОТНЫМ СПЕКТРОМ.....	132
4.1 Описание видеокodeка.....	132
4.1.1 Недостаток прототипного метода.....	132
4.1.2 Алгоритм работы видеокodeка.....	135
4.1.3 Компрессия низкочастотного компонента.....	136
4.2 Компрессия высокочастотного компонента.....	137
4.2.1 Постановка задачи оптимизации.....	137
4.2.2 Конструирование функционала.....	142

4.2.3	Необходимые и достаточные условия экстремума.....	145
4.2.4	Вывод расчётных формул.....	147
4.2.5	Анализ устойчивости оптимального решения.....	151
4.2.6	Дискретизация решения.....	154
4.2.7	Алгоритм компрессии.....	156
4.2.8	Декомпрессия.....	158
4.3	Тестирование видеокодека.....	159
4.3.1	Графические результаты моделирования.....	159
4.3.2	Особенности оптимального решения.....	162
4.3.3	Результаты тестирования видеокодека.....	165
4.4	Выводы.....	169

ГЛАВА 5. ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗРАБОТАННЫХ
ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ И ВНЕДРЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ
ИССЛЕДОВАНИЯ.....

5.1	Оценка эффективности разработанных методов.....	171
5.1.1	Схема экспериментальной установки.....	172
5.1.2	Описание лабораторных стендов.....	173
5.1.3	Описание генератора помех.....	174
5.1.4	Описание шумомера.....	175
5.1.5	Алгоритм проведения эксперимента.....	175
5.1.6	Параметры эксперимента.....	177
5.1.7	Результаты эксперимента.....	179
5.1.8	Сравнительный анализ методов.....	183
5.1.9	Оценка эффективности методов.....	184
5.2	Математическое моделирование радиоканала.....	184
5.2.1	Параметры моделирования.....	185
5.2.2	Амплитудная цифровая модуляция.....	187
5.2.3	Частотная цифровая модуляция.....	189
5.2.4	Фазовая цифровая модуляция.....	191
5.2.5	Амплитудная квадратурная цифровая модуляция.....	193
5.2.6	Сравнительный анализ радиоканалов.....	195
5.2.7	Параметрическая оптимизация радиоканала.....	198

5.3 Внедрение результатов исследования.....	200
5.3.1 Описание системы мониторинга.....	200
5.3.2 Анализ влияния шумового фона.....	202
5.3.3 Анализ влияния компрессии.....	203
5.3.4 Результаты и внедрение.....	204
5.4 Выводы.....	204
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	207
ЛИТЕРАТУРА.....	215
Приложение 1. Акты внедрения результатов исследования.....	233
Приложение 2. Патентная документация.....	235

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. Одной из актуальных проблем современности, особенно обострившихся в последнее время, является проблема автотранспортных заторов мегаполисов. Транспортные заторы парализуют транспортное движение, препятствуют оперативной работе спецслужб, мешают нормальному функционированию и развитию инфраструктуры города в целом. В этой связи значительный научный интерес представляет разработка систем автоматического мониторинга и управления транспортными потоками, направленных на снижение количества транспортных заторов.

Наиболее оптимальным вариантом построения такой системы является беспроводная система мониторинга транспортных потоков по цифровым видеоизображениям. Предполагается, что сведения о транспортном потоке извлекаются из цифровых изображений в автоматическом режиме, а управление транспортными потоками осуществляется путём перераспределения времени переключения светофоров. Подобная система несёт значимую практическую пользу, но имеет ряд сложностей с точки зрения технической реализации. В частности, для повышения точности распознавания автомобильных проекций необходимо использовать широкоформатные изображения с высоким разрешением, а для повышения качества управления транспортными потоками видеодатчиками необходимо охватить как минимум каждый перекрёсток и каждую дорожную развязку.

Такая постановка задачи приводит к значительным объёмам передаваемой информации. В результате в структуру радиоканалов становится целесообразно ввести видеокодек, обеспечивающий сжатие изображений по объёму памяти. Наличие встроенного видеокодека позволяет снизить несущую частоту, уменьшить ширину полосы радиоканала, подобрать оптимальный тип модуляции сигнала, ускорить процесс передачи изображений по каналу связи, а также уменьшить энергетические затраты и фоновую нагрузку на прочие городские системы связи, такие как радиовещание и телевидение. Решение

проблемы автотранспортных заторов городов с помощью систем мониторинга с встроенным видеокодеком и определяет актуальность научного направления и темы исследования.

Степень разработки научного направления. О высокой значимости научного направления исследования свидетельствует наличие большого количества научных публикаций отечественных и зарубежных учёных. Тема параметрического расчёта радиоканалов прослеживается в работах Плотникова М.Ю., Самойлова А.Г., Полушина П.А., Макаренко А.А., Сухонина Е.В., Соколова А.В., Фурашова Н.И., Жебсаина В.В., Скляра Б., Феера К. и др. Теме компрессии цифровых данных посвящены работы Катунина Г.П., Ватолина Д., Умняшкина С.В., Ричардсона Я., Вернера М., Сэломона Д. и др.

Однако, вопрос интеграции видеокодека в структуру радиоканала в настоящее время проработан мало, особенно по отношению к системам реального времени. Подавляющее большинство существующих моделей радиоканалов и видеокодеков разработаны для гуманитарных приложений и не подходят для использования в системах технического зрения, поскольку не удовлетворяют требованиям по пропускной способности радиоканала и качеству декодируемых изображений в режиме реального времени. Кроме того, на качество передачи изображений в задаче о транспортных потоках влияют также многочисленные факторы, свойственные городским условиям, а именно: высокий уровень помех, свойства среды, наличие препятствий, отражений и прочее. Вследствие этого к компрессионным искажениям видеокодека добавляются помеховые искажения радиоканала. В результате качество передаваемых изображений ухудшается, точность распознавания автомобильных проекций снижается, а эффективность управления транспортными потоками падает. Таким образом, низкое качество передаваемых изображений вступает в противоречие с эффективностью автоматического распознавания и управления транспортными потоками. Разрешение этого противоречия и определяет актуальность и своевременность диссертационного исследования.

Научной проблемой, на решение которой направлено исследование, является проблема обеспечения высокого качества беспроводной передачи цифровых изображений в системах мониторинга транспортных потоков города со встроенным видеокодеком, работающих в режиме реального времени.

Объектом исследования являются радиоканалы передачи цифровых изображений со встроенным видеокодеком.

Предмет исследования составляют математические модели и методы проектирования радиоканалов со встроенным видеокодеком.

Цель работы. Целью исследования является разработка методологии проектирования радиоканала со встроенным видеокодеком, направленной на повышение качества беспроводной передачи цифровых видеоизображений в системах мониторинга транспортных потоков города, работающих в режиме реального времени.

Поставленная цель достигается решением следующего комплекса взаимосвязанных задач:

1. Проведение аналитического обзора и сравнительного анализа существующих математических моделей и методов проектирования радиоканалов со встроенным видеокодеком применительно к задаче беспроводного мониторинга транспортных потоков города, выявление их преимуществ и недостатков, выбор прототипных методов;

2. Разработка математической модели радиоканала беспроводной передачи цифровых видеоизображений с учётом городских условий, включая следующие основные факторы: тип модуляции сигнала, несущая частота, расстояние передачи, наличие шумов и помех, свойства среды, а также наличие препятствий, отражений и многолучевого характера распространения сигнала;

3. Разработка метода проектирования радиоканала со встроенным видеокодеком, обеспечивающего оптимизацию радиоканала по следующим основным критериям: мощность передающего устройства, ширина полосы частот радиоканала, отношение сигнал-шум, вероятность битовой ошибки, коэффициент компрессии и качество декодируемых изображений;

4. Разработка метода компрессии цифровых видеоизображений и видеокodeка на его основе, обеспечивающих совместное повышение коэффициента компрессии и качества декодируемых изображений в режиме реального времени;

5. Проведение теоретических и экспериментальных исследований для сравнительного анализа прототипных и предложенных методов, подтверждения эффективности предложенных технических решений, определения величины полезного технического эффекта и внедрение результатов исследования.

Методы исследований, используемые в диссертации, включают методы беспроводной передачи и цифровой обработки изображений, методы математического моделирования, методы дифференциального и интегрального исчисления, методы теорий дифференциальных уравнений и уравнений в частных производных, методы спектрального анализа, методы оптимизации и вариационного исчисления, а также методы математической статистики и теории планирования эксперимента. Теоретические исследования проводились с применением программных средств Matlab R2009b, Simulink и Visual C++. Практические исследования и разработка экспериментальных стендов осуществлялись с помощью программных средств Altium Designer, Cube MX и Keil uVision.

На защиту выносятся следующие положения:

1. Математическая модель радиоканала передачи цифровых видеоизображений, разработанная на основе уравнения в частных производных (ЧП) с произвольной правой частью, и обеспечивающая универсальность в выборе типа цифровой модуляции сигнала и задании шумов и помех с учётом свойств среды, наличия препятствий, отражений и многолучевого распространения;

2. Метод проектирования радиоканала со встроенным видеокodeком, разработанный на основе указанной математической модели, и позволивший оптимизировать радиоканал по критериям мощности передающего устройства,

ширины частотной полосы, отношения сигнал-шум, вероятности битовой ошибки, коэффициента компрессии и качества изображений с повышением расчётной точности оценки отношения сигнал-шум до 23.2%;

3. Математическая модель компрессии цифровых видеоизображений, представленная и решённая как задача классического вариационного исчисления с перераспределением приоритетов по принципу объём кода-качество декодируемого изображения, обеспечившая гибкий механизм регулирования параметров видеокодека;

4. Способ компрессии и видеокодек, построенные на основе разработанной математической модели, обеспечившие выигрыш в коэффициенте компрессии на 9.2% и в качестве декодируемых изображений в режиме реального времени на 17.6%. применительно к задаче беспроводного мониторинга транспортных потоков города.

Научная новизна проведённого исследования заключается в следующем:

1. Предложена математическая модель радиоканала, которая позволяет учесть множество факторов, свойственных городским условиям, в том числе: расстояние передачи, уровень шумов и помех, спектр шумов и помех, особенности среды, наличие препятствий и отражений сигнала;

2. Разработан и запатентован способ расчёта и проектирования радиоканала для беспроводной передачи цифровых видеоизображений, позволивший повысить расчётную точность радиоканала по критериям мощности передающих устройств, ширине полосы, отношению сигнал-шум и вероятности битовой ошибки, в том числе, с учётом наличия встроенного видеокодека;

3. Разработан и запатентован способ компрессии цифровых видеоизображений, отличающийся тем, что задача компрессии в нём рассматривается как задача классического вариационного исчисления с перераспределением приоритетов по принципу объём кода-качество декодируемого изображения.

Практическая ценность результатов исследования состоит в следующем:

1. Предложенный метод проектирования радиоканала со встроенным видеокодеком позволяет провести оптимизацию радиоканала по основным параметрам, включая: коэффициент компрессии, тип модуляции, значение несущей частоты, мощность передающих устройств, ширина полосы радиоканала, а также отношение сигнал-шум и вероятность битовой ошибки;

2. Разработанный способ компрессии обеспечивает значительное повышение коэффициента компрессии и качества декодируемых изображений по сравнению с ближайшим аналогом, что в задаче о транспортных потоках способствует увеличению точности распознавания автомобильных проекций и повышению эффективности управления;

3. Построенный на основе предложенного способа видеокодек, обеспечивает совместный выигрыш по коэффициенту компрессии и качеству декодируемых изображений по сравнению с ближайшим аналогом в режиме реального времени;

4. Разработанное программное обеспечение, сопровождающее предложенный математический и методологический аппарат, представляет практическую ценность с точки зрения программной организации систем радиосвязи и может быть взято за основу при проектировании реальных устройств передачи цифровых изображений, в том числе, в системах беспроводного мониторинга транспортных потоков.

Теоретическая значимость диссертационной работы заключается в разработке и исследовании математической модели радиоканала в условиях города и исследовании способов, на которые получены следующие патенты Российской Федерации: оценки отношения сигнал-шум на входе приёмного устройства для радиосигнала с цифровой амплитудной модуляцией; беспроводной передачи цифровых панорамных аэровидеоизображений; кодирования – декодирования цифровых видеоизображений; кодирования – декодирования цифровых статических видеоизображений; компенсации движения в цифровых динамических видеоизображениях; компенсации движения в цифровых динамических стереовидеоизображениях.

Область исследования соответствует паспорту научной специальности 2.2.15 – «Системы, сети и устройства телекоммуникаций» по пунктам 1, 2, 3, 15.

Обоснованность и достоверность результатов исследования определяется корректным применением математического аппарата; привлечением современных средств компьютерного моделирования; количеством проведённых экспериментальных исследований; совпадением теоретических и экспериментальных результатов, и подтверждается широкой апробацией результатов на научных конференциях, патентами и реальным внедрением результатов проведенного исследования.

Личный вклад автора. Результаты исследования получены автором лично, либо при его непосредственном участии. Из полученных лично автором результатов основными являются:

- математическая модель распространения радиосигнала произвольной формы;
- метод решения предложенного уравнения в частных производных;
- метод проектирования радиоканала со встроенным видеокодеком;
- способ компрессии цифровых видеоизображений.

Реализация результатов работы. Методы, разработанные в ходе исследования, были внедрены в Управлении ГИБДД УМВД России по Тульской области для файлового сбора статистических сведений и их анализа применительно к различным участкам автотрасс.

Апробация работы. Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались на следующих конференциях: IX Всероссийская научно – техническая Интернет-конференция. Тула, 2012 г., 20-я Всероссийская межвузовская научно-техническая конференция. «Микроэлектроника и информатика – 2013» – Москва: МИЭТ, 2013 г., XVIII Международная научно-практическая конференция – Новосибирск, 2014 г., Международная научно-практическая конференция. «Актуальные проблемы технических наук – 2014» – Уфа, 2014 г., XI Международная научно-практическая конференция. Махачкала, 2016 г., Международная научно-практическая конференция. «Моделирование и анализ сложных технических и технологических систем» – Магнитогорск, 2018 г.

Основное содержание работы отражено в 42 публикациях, включающих 4 публикации в базах данных Web of Science и SCOPUS, 4 монографии, 19 статей в изданиях, рекомендованных ВАК, 6 патентов на изобретение, 3 свидетельства о регистрации программы для ЭВМ, 6 докладов на международных и российских НТК.

Структура и объем работы. Работа состоит из введения, пяти глав и заключения, изложенных на 232 страницах основного текста и содержащих 53 рисунка и 73 таблицы, а также списка литературы из 167 наименований.

ГЛАВА 1.

ИССЛЕДОВАНИЕ СУЩЕСТВУЮЩИХ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ И МЕТОДОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОКАНАЛА СО ВСТРОЕННЫМ ВИДЕОКОДЕКОМ

В данной главе задана предполагаемая конструкция беспроводной системы мониторинга транспортных потоков мегаполисов [1–3] по цифровым видеоизображениям [4, 5]. Представлена структурная схема радиоканала со встроенным видеокодеком. Выделены критерии качества радиоканала. Выявлен перечень основных факторов влияющих на качество беспроводной передачи цифровых изображений в городских условиях. Проведён аналитический обзор и сравнительный анализ известных математических моделей и методов расчёта радиоканала с учётом встроенного видеокодека. Осуществлён выбор прототипных методов. В целях дальнейшего использования разработаны математические модели сигналов с основными типами цифровой модуляции, а также математические модели основных типов шумов и помех.

1.1 Выбор структурной схемы и критериев оценки радиоканала

В данном подразделе заданы структурные схемы системы мониторинга и радиоканала. Выявлен перечень основных факторов влияющих на качество беспроводной передачи цифровых видеоизображений в городских условиях. Выделен ряд критериев качества, используемых для оценки эффективности работы радиоканала.

1.1.1 Базовая модель системы мониторинга

В качестве базовой модели системы мониторинга транспортных потоков выберем систему мониторинга на основе цифровых видеоизображений [1–3]. Схему отдельного ретранслятора представим высотной вышкой (рисунок 1.1), на которую крепится съёмочное оборудование и приёмно-передающее устройство для связи ретранслятора с серверным центром и управляющими

светофорами. Задачу анализа транспортного потока предполагается решать на основе автоматического распознавания автомобильных проекций. Задачу управления транспортными потоками предполагается решать путём перераспределения времени переключения светофоров [130].

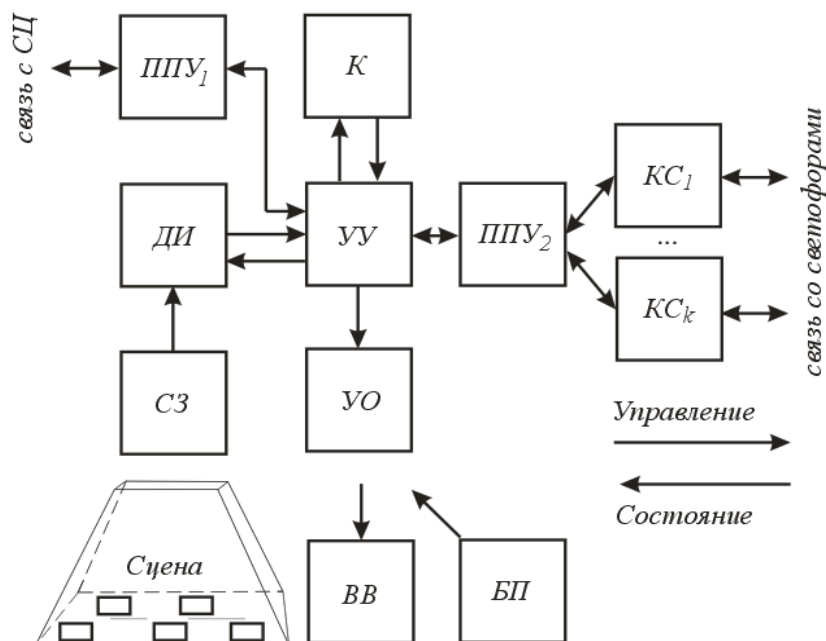


Рисунок 1.1. Структурная схема отдельного ретранслятора с обозначениями:
ВВ – высотная вышка; *БП* – блок питания; *УУ* – управляющее устройство;
УО – устройство освещения; *ДИ* – датчик изображений; *СЗ* – средства защиты датчика; *К* – кодер (компрессор) видеоизображений; *ППУ₁* – высокочастотное приёмно-передающее устройство для связи с серверным центром; *ППУ₂* – низкочастотное приёмно-передающее устройство для связи со светофорами;
КС – каналы связи со светофорами; *k* – количество светофоров в группе (количество каналов управления)

В данной системе мониторинга можно выделить 2 основных типа искажений передаваемых изображений: помеховые и компрессионные. Помеховые искажения обусловлены высоким шумовым фоном города [6,7]. Они влияют на целостность передачи потока и характеризуются вероятностью битовой ошибки. Компрессионные искажения обусловлены наличием видеокодека в структуре радиоканала [8–10]. Они влияют непосредственно на сигнал изображения и характеризуются средним абсолютным отклонением сигналов кодируемого и декодируемого изображений.

1.1.2 Структурная схема радиоканала

Обобщённую структурную схему радиоканала со встроенным видеокодеком сформируем [109] из 5-ти основных частей: кодера, передающего устройства, среды распространения, приёмного устройства и декодера (рисунок 1.2). В частном случае кодер и декодер могут входить в составы передатчика и приёмника соответственно. Под кодером и декодером будем понимать совокупность видеокодека и помехоустойчивого кодера. Ввиду ограничений режима реального времени [151–154] предполагается использование простейших помехоустойчивых алгоритмов, например, кодов чётности. Основное внимание сосредоточим на компрессии и передаче изображений по каналу связи [155–158]. Главной задачей будем считать повышение качества передаваемых изображений за счёт параметрической оптимизации радиоканала и совершенствования методов компрессии [11–17].



Рисунок 1.2. Структурная схема радиоканала

На схеме использованы следующие обозначения: *К* – кодер; *ПДУ* – передающее устройство; *ЛС* – линия связи, учитывающая среду распространения сигнала; *ПРУ* – приёмное устройство; *Д* – декодер. Будем полагать, что математической моделью радиоканала охватывается, как минимум, выходной тракт передающего устройства, а также входной тракт приёмного устройства, включая полосовой фильтр и первый каскад усиления. Далее выявим перечень факторов, влияющих на качество беспроводной передачи цифровых видеоизображений в системах мониторинга транспортных потоков города, а также сформируем перечень критериев эффективности для проведения численной оценки радиоканала.

1.1.3 Перечень влияющих факторов

Перечень основных факторов [18–31], влияющих на качество беспроводной передачи цифровых видеоизображений, приведён ниже (таблица 1.1). В таблице представлены как позитивные, так и негативные факторы. Перечень составлен на основе исследования известных математических моделей и методов проектирования радиоканала. Все факторы приведены с указанием структурного блока радиоканала, «порождающего» данный фактор.

Таблица 1.1 – Перечень основных факторов, влияющих на качество беспроводной передачи цифровых видеоизображений в системе мониторинга транспортных потоков

Фактор	Источник
Фактор компрессии изображений	Кодер передающего устройства
Тип модуляции сигнала	Передающее устройство
Мощность передатчика	Передающее устройство
Коэффициент связи передатчика	Передающее устройство
Коэффициент связи приёмника	Приёмное устройство
Несущая частота сигнала	Передающее устройство
Расстояние передачи	Среда распространения
Затухание сигнала в пространстве	Среда распространения
Факторы свойств среды	Среда распространения
Уровень шумов и помех	Все структурные блоки
Спектр шумов и помех	Все структурные блоки
Наличие препятствий	Среда распространения
Отражение сигнала	Среда распространения
Многолучевое распространение	Среда распространения

Фактор компрессии характеризует наличие встроенного видеокодека. Фактор типа модуляции сигнала является одним из основных, поскольку от выбора типа модуляции в значительной мере зависят показатели мощности передающих устройств, пропускная способность радиоканала, а также показатели помехоустойчивости, в частности, вероятность битовой ошибки. Фактор мощности передатчика косвенно характеризует предполагаемый уровень сигнала на входе приёмного устройства.

Факторы коэффициентов связи передатчика и приёмника объединяют множество факторов, отвечающих за геометрические и структурные особенности антенных цепей, а именно: диаграммы направленности антенн, поляризацию излучения, коэффициенты связи антенных цепей по напряжению, а также наличие встроенных антенных усилителей, если таковые имеются. Фактор свойств среды объединяет множество факторов, влияющих на проницаемость среды, а именно: гидрометеоры, промышленный смог и температурные перепады.

Фактор спектра сигнала отнесён к малозначащим и исключён из таблицы в допущении о том, что все частоты сигнала с ЧМ сосредоточены в непосредственной близости к центральной несущей частоте. Факторы уровня и спектра шумов обособлены друг от друга, поскольку математические модели радиоканала могут учитывать уровень шума, но при этом не учитывать его спектр ввиду отсутствия модели полосового фильтра. Фактор несущей частоты учитывает различную величину затухания сигнала на разных частотах.

Под фактором препятствий понимается наличие на пути сигнала объектов с низкой проницаемостью, требующих обязательного прохождения сигнала через их толщу: жилые здания, промышленные сооружения, а также отдельные препятствия в виде стен из дерева, кирпича и бетона. Сюда же относятся препятствия в виде крон лиственных и хвойных деревьев. Под фактором отражения понимается наличие одного ярко выраженного отражающего объекта, учитываемого по схеме двухлучевого распространения. В такой схеме рассматривается два луча – прямой и отражённый. Пример отражающего объекта – металлическая крыша автомобиля. Под фактором многолучевого распространения понимается наличие множества копий сигнала в точке приёма, возникающих вследствие многочисленных отражений. В задаче о транспортных потоках сама система мониторинга предполагается стационарной, однако в зависимости от расположения передающей и приёмной антенн, эффект многолучевого распространения сигнала может быть вызван динамикой движения транспортного потока.

1.1.4 Перечень критериев качества

Для оценки эффективности работы радиоканала со встроенным видеокодеком будем использовать 6 основных критериев (таблица 1.2): средняя мощность передатчика, пропускная способность радиоканала BR , вероятность битовой ошибки BER , отношение сигнал-шум на входе и в тракте приёмного устройства SNR , коэффициент компрессии CF и среднее абсолютное отклонение кодируемого и декодируемого изображений MAE . Первые 4 критерия характеризуют непосредственно радиоканал [111,112]. Последние 2 критерия характеризуют встроенный видеокодек. Качество беспроводной передачи цифровых видеоизображений в системе мониторинга со встроенным видеокодеком определяется совокупностью критериев BER и MAE . Далее представим математические зависимости, для расчёта указанных критериев.

Таблица 1.2 – Перечень критериев качества радиоканала со встроенным видеокодеком

Критерий	Аббревиатура
Средняя мощность передатчика	TXP
Пропускная способность радиоканала	BR
Вероятность битовой ошибки	BER
Отношение сигнал-шум	SNR
Коэффициент компрессии	CF
Среднее абсолютное отклонение	MAE

Под средней мощностью передатчика BR будем понимать мощность, осреднённую на всём временном отрезке моделирования. Среднюю мощность передатчика будем рассчитывать по дискретной формуле:

$$TXP = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N P_n, \quad (1.1)$$

где: TXP – средняя мощность передатчика в Ваттах; P_n – значение мощности для текущего отсчёта в Ваттах; n – индекс временного отсчёта; N – количество временных отсчётов.

Под пропускной способностью радиоканала BR будем понимать максимально возможный объём информации, передаваемый в единицу времени. Пропускную способность радиоканала с учётом шумов и помех будем рассчитывать на основе формулы Шеннона:

$$BR = \frac{k_1}{k_2} \Delta F \log_2 \left(1 + \frac{P_1}{P_2} \right), \quad (1.2)$$

где: BR – максимальная пропускная способность радиоканала в битах/с; k_1 – коэффициент учёта типа модуляции; k_2 – коэффициент периодичности; ΔF – ширина частотного диапазона радиоканала в Герцах; P_1, P_2 – средние мощности сигнала и шума на входе приёмного устройства в Ваттах.

Под вероятностью битовой ошибки BER будем понимать вероятность искажения отдельно взятого бита в процессе передачи по радиоканалу. Величину BER будем вычислять на основе формулы с обратной функцией ошибки Гаусса:

$$BER = \frac{1}{2} k \cdot ERFC(\sqrt{SNR}), \quad (1.3)$$

где: BER – вероятность битовой ошибки, безразмерная величина; SNR – отношение сигнал-шум в децибеллах; $ERFC$ – обратная функция ошибки Гаусса; k – коэффициент учёта типа модуляции. Для определения BER также часто используются графические зависимости.

Под отношением сигнал-шум SNR будем понимать отношение мощностей или напряжений сигнала и шума, выраженное в логарифмическом масштабе. Для вычисления SNR на основе мощностей будем использовать логарифмическое уравнение вида:

$$SNR = 10 \lg \left(\frac{P_1}{P_2} \right), \quad (1.4)$$

где: SNR – отношение сигнал-шум в децибелах; P_1, P_2 – мощности сигнала и шума на входе или в тракте приёмного устройства в Ваттах.

Под коэффициентом компрессии CF цифрового изображения будем понимать отношение объёмов памяти, требуемых для хранения изображения в исходном и сжатом виде. Для вычисления CF будем использовать формулу отношения объёмов кода:

$$CF = \frac{V_1}{V_2}, \quad (1.5)$$

где: CF – коэффициент компрессии, безразмерная величина; V_1, V_2 – объёмы памяти, требуемые для хранения исходного и сжатого изображений в Байтах.

Под средним абсолютным отклонением MAE цифрового изображения будем понимать осреднённое отклонение сигналов кодируемого и декодированного изображений с учётом всех его цветных матриц. При вычислении MAE для отдельно взятого цветного изображения будем использовать формулу на основе многомерных массивов:

$$MAE = \frac{1}{N_1 N_2 N_3} \sum_{m=1}^{N_1} \sum_{i=1}^{N_2} \sum_{j=1}^{N_3} |F_{c,m,i,j} - F_{d,m,i,j}|, \quad (1.6)$$

где: MAE – среднее абсолютное отклонение сигналов изображения в кодере и декодере; F_c, F_d – изображения в кодере и декодере; N_1, N_2, N_3 – количества цветных матриц, строк и столбцов изображения; m, i, j – индексы цветных матриц, строк и столбцов изображения.

1.2 Исследование известных моделей радиоканала

В данном подразделе проведены аналитический обзор и сравнительный анализ известных математических моделей и методов проектирования радиоканала для беспроводной передачи цифровых видеоизображений применительно к задаче о транспортных потоках. Рассмотрены, в частности, следующие классы математических моделей радиоканала: трассовые модели, шумовые модели, электродинамические модели и статистические модели.

1.2.1 Трассовые модели

Под трассовыми моделями радиоканала понимаются модели, акцентирующие внимание на учёте особенности траектории распространения сигнала – трассы [18–21]. Рассмотрим данный класс на примере модели потерь в свободном пространстве. Данная модель описывает затухание полезного сигнала в зависимости от расстояния передачи и частоты сигнала. Используется для расчёта радиоканала в ближней, средней и дальней зонах. Модель рекомендована международным союзом электроники (МСЭ). Формула оценки потерь в свободном пространстве описывается логарифмическим уравнением вида:

$$L = 32.4 + 20(\lg F + \lg R), \quad (1.7)$$

где: L – величина потерь в свободном пространстве для полезного сигнала в децибелах; F – частота полезного сигнала в мегагерцах; R – расстояние между передатчиком и приёмником в километрах.

Метод расчёта и проектирования радиоканала, построенный на основе модели потерь в свободном пространстве, учитывает следующие факторы: уровень сигнала, несущая частота сигнала, расстояние передачи, затухание сигнала в пространстве, уровень помехи. Алгоритм реализации метода выглядит следующим образом. Сначала при известных значениях несущей частоты F и расстояния R вычисляется величина потери мощности L для полезного сигнала. Далее, при известной мощности сигнала на передающей антенне и известной потере мощности сигнала L находится мощность сигнала на приёмной антенне P_1 . Мощность помехи на входе приёмного устройства P_2 принимается известной. По найденной мощности P_1 и известной мощности P_2 вычисляются пропускная способность радиоканала, величина битовой ошибки и отношение сигнал-шум на входе приёмного устройства. Варьируемым параметром является мощность сигнала на выходе передающего устройства. Цикл расчёта повторяется до тех пор, пока не будут выполнены все ограничения на параметры радиоканала.

Основное преимущество модели – достаточно высокая точность аппроксимации затухания сигнала в зависимости от расстояния и частоты. Приближённая логарифмическая формула затухания построена на основе экспериментальных данных и поэтому имеет высокую точность аппроксимации. Основной недостаток – отсутствие учёта свойств среды, включая гидрометеоры, промышленный смог и температурные перепады. Кроме того, модель неприменима для случаев отражения и многолучевого распространения сигнала.

1.2.2 Шумовые модели

Под шумовыми моделями радиоканала понимаются модели, акцентирующие внимание на учёте внутренних шумов аппаратуры и внешних помех радиоканала [22–24]. При этом учитываются, как правило, не только уровни, но и спектры шумов и помех. Рассмотрим данный класс на примере модели «Сигнал-шум». Модель также носит название «Сигнал плюс шум». Суть модели сводится к раздельному заданию функций полезного сигнала и помехи с последующим вычислением отношения сигнал-шум и прочих параметров радиоканала путём компьютерного моделирования. Модель используется для расчёта радиоканала в ближней, средней и дальней зонах. Модель позволяет учесть тип модуляции сигнала (амплитудная, частотная, фазовая), а также уровень и спектр помех на входе приёмного устройства. Математическая модель полезного сигнала представляется сложной функцией от моделируемых параметров (амплитуды, частоты, фазы), математическая модель помехи представляется случайной величиной с заданными *СПМ* и распределением по уровню:

$$u_1(t) = f(A(t), \omega(t), \varphi(t)), \quad u_2(t) \Leftarrow \{S(\omega), P(u)\}, \quad (1.8)$$

где: $u_1(t)$ – полезный сигнал; $u_2(t)$ – помеха; $A(t)$ – амплитуда сигнала; $\omega(t)$ – круговая частота сигнала; $\varphi(t)$ – фаза сигнала; $S(\omega)$ – спектральная плотность мощности шума; $P(u)$ – распределение шума по уровню.

Метод проектирования радиоканала, построенный на основе модели «Сигнал-шум», учитывает следующие факторы: уровень сигнала, тип модуляции сигнала, уровень помехи радиоканала, спектр помехи на входе приёмного устройства. Метод предполагает проведение компьютерного моделирования. Алгоритм реализации метода выглядит следующим образом. Сначала по известным функциям амплитуды, частоты и фазы формируется функция полезного сигнала $u_1(t)$. Далее по известным *СПМ* и распределению по уровню формируется функция помехи $u_2(t)$. Далее проводится 2 прогона математической модели. Первый прогон – для функции сигнала, второй – для функции шума (помехи). В результате первого прогона подсчитывается мощность сигнала P_1 . По результатам второго прогона подсчитывается мощность помехи P_2 . Далее по найденным значениям мощностей P_1 и P_2 вычисляются пропускная способность радиоканала, величина битовой ошибки и отношение сигнал-шум на входе приёмного устройства. Варьируемым параметром является уровень сигнала на входе приёмного устройства. Цикл расчёта повторяется до тех пор, пока не будут выполнены все ограничения на параметры радиоканала.

Основное преимущество модели – учёт уровней и спектров помех на входе приёмного устройства, что достигается благодаря выдерживанию требуемых *СПМ* и закона распределения по уровню при задании помехи радиоканала. Учёт уровня и спектра помехи определяет пользу модели при расчёте радиоканалов с сильным шумовым фоном. В результате модель находит широкое применение при расчёте систем связи, расположенных вблизи населённых пунктов. Основной недостаток – сосредоточенный (точечный) характер математической модели. Модель имеет «точку приложения» только ко входу приёмного устройства. При этом не учитываются ни траектория трассы, ни свойства среды распространения сигнала, ни особенности тракта приёмного устройства, в частности, тип полосового фильтра. В результате модель учитывает спектр помехи на входе, но не учитывает его в тракте приёмного устройства.

1.2.3 Электродинамические модели

Под электродинамическими моделями радиоканала понимаются модели, акцентирующие внимание на учёте особенностей распространения электромагнитных полей в различных средах [25–28]. К данному классу традиционно относят математические модели радиоканала, построенные на основе уравнений Максвелла. Электродинамические модели представляют собой скалярные или векторные уравнения в частных производных второго порядка. Данные модели используются для расчёта радиоканала преимущественно в ближней и средней зонах. Математическая модель распространения сигнала для отдельно взятой проекции электрического или магнитного поля в общем случае описывается линейным неоднородным дифференциальным уравнением в частных производных второго порядка вида:

$$F\left(\frac{\partial^2 u_2(t,r)}{\partial t^2}, \frac{\partial^2 u_2(t,r)}{\partial r^2}, \frac{\partial u_2(t,r)}{\partial t}, \frac{\partial u_2(t,r)}{\partial r}, t, r\right) = u_1(t,r), \quad (1.9)$$

где: $u_1(t,r)$ – функция возмущения на передающей антенне; $u_2(t,r)$ – искомая функция распространения, описывающая реакцию на это возмущение; t – время; r – расстояние. Функцией $u_2(t,r)$ может описываться отдельная проекция вектора напряжённости электрического или магнитного поля. Задача анализа распространения сигнала сводится к нахождению функции $u_2(t,r)$, удовлетворяющей начальным и краевым условиям. Частным случаем записанного уравнения является волновое уравнение Максвелла, известное также как уравнение бегущей волны.

Метод проектирования радиоканала, построенный на основе электродинамической модели радиоканала, учитывает следующие факторы: уровень сигнала, несущая частота сигнала, расстояние передачи, затухание сигнала в пространстве, уровень помехи радиоканала. Алгоритм реализации метода выглядит следующим образом. Сначала задаётся полезный сигнал,

располагаемый в правой части уравнения. Уравнение распространения сигнала дополняется начальными и краевыми условиями. Далее уравнение в ЧП решается аналитическими или численными методами. Из найденного общего решения выделяется частное решение, соответствующее временной зависимости сигнала на расстоянии установки приёмной антенны. На основе найденного частного решения определяется мощность сигнала P_1 на входе приёмного устройства. Мощность помехи P_2 принимается известной. Далее по найденной мощности P_1 и известной мощности P_2 вычисляются пропускная способность радиоканала, величина битовой ошибки и отношение сигнал-шум на входе приёмного устройства. Варьируемым параметром является уровень сигнала на выходе передающего устройства. Цикл расчёта повторяется до тех пор, пока не будут выполнены все ограничения на параметры радиоканала.

Основное преимущество электродинамических моделей радиоканала – максимальная близость к реальным условиям, что в перспективе достигается благодаря совместному охвату большого числа влияющих факторов. Например, тип модуляции полезного сигнала может учитываться за счёт задания возмущения в правой части уравнения, а свойства среды могут задаваться через коэффициенты уравнения при первых и вторых производных. Учёт препятствий на пути распространения сигнала, в свою очередь, может быть достигнут переменным характером коэффициентов уравнения. Таким образом, данный класс моделей имеет наибольший потенциал по совместному учёту большого количества влияющих факторов с целью повышения точности параметрического расчёта радиоканала. Основной недостаток – высокая сложность решения. Подавляющее большинство уравнений электродинамики в настоящее время не разрешимы ни аналитическими, ни численными методами. Для обеспечения разрешимости математической модели обычно используют простейшую конструкцию волнового уравнения и простейшую форму полезного сигнала, что ограничивает возможности данного класса моделей по учёту множества влияющих факторов.

1.2.4 Статистические модели

Под статистическими моделями радиоканала понимаются модели, акцентирующие внимание на учёте многолучевого характера распространения сигнала со случайной во времени и пространстве интерференционной картиной [29–31]. Модели используются для расчёта радиоканала преимущественно в ближней и средней зонах. Причина случайного характера распространения сигнала – движение объектов сцены. В мобильных системах связи движутся сами источники и приёмники сигнала. В стационарных системах связи передатчики и приёмники являются неподвижными, однако движутся объекты сцены, расположенные в области распространения сигнала. Вследствие наличия движения и многочисленных отражений сигнала от препятствий, интерференционная картина на входе приёмного устройства постоянно меняется и может как усилить, так и ослабить результирующий сигнал. Математическая модель трассы для многолучевого распределения оказывается слишком сложной. Поэтому трассовая модель заменяется статистической моделью, опирающейся на результаты экспериментальных данных. Математическая модель многолучевого распространения в точке приёма описывается тригонометрическим уравнением с Релеевским распределением огибающей амплитуды сигнала:

$$u(t) = f(A(t), \omega(t), \varphi(t)), \quad P(A) = \frac{A}{s^2} e^{-\frac{A}{2s^2}}, \quad (1.10)$$

где: $u(t)$ – сигнал на входе приёмного устройства; $A(t)$ – огибающая амплитуды сигнала; s – параметр масштаба. Огибающая амплитуды представляется гладкой монотонно меняющейся во времени функцией. Форма изменения $A(t)$ отражает характер взаимного движения источника и приёмника в пространстве. Скорость изменения $A(t)$ зависит от скоростей движения источника и приёмника и в реальных условиях измеряется в миллисекундах или микросекундах.

Метод проектирования радиоканала, построенный на основе статистической модели многолучевого распространения, учитывает следующие факторы: уровень сигнала, уровень помехи радиоканала, многолучевое распространение. Алгоритм реализации метода выглядит следующим образом. Сначала задаётся огибающая амплитуды сигнала $A(t)$. Далее подсчитывается мощность сигнала P_1 на входе приёмного устройства с учётом характера изменения огибающей амплитуды $A(t)$. Мощность помехи P_2 принимается известной. Далее по найденной мощности P_1 и известной мощности P_2 вычисляются пропускная способность радиоканала, величина битовой ошибки и отношение сигнал-шум на входе приёмного устройства. Варьируемым параметром является уровень сигнала на входе приёмного устройства. Цикл расчёта повторяется до тех пор, пока не будут выполнены все ограничения на параметры радиоканала. Для повышения точности прогнозирования средней мощности P_1 используется значительный временной интервал. Наряду со средним значением мощности P_1 в данном случае могут использоваться также пиковые значения этой мощности, минимальные и максимальные.

Основное преимущество статистической модели радиоканала – учёт фактора многолучевого распространения в условиях множественных отражений и динамически меняющейся интерференционной картины. Это открывает возможность использовать данную модель для описания мобильных систем радиосвязи. Основной недостаток – отсутствие учёта особенностей трассы и свойств среды. Модель полностью «уходит» от рассмотрения особенностей распространения каждого отдельно взятого луча. Ещё один важный недостаток – замирания сигнала, обусловленные приходом нескольких копий сигнала в противофазных сочетаниях. На уровне математической модели такая нежелательная комбинация копий отражённого сигнала отражается в падении огибающей амплитуды полезного сигнала почти до нулевой отметки. Помимо всего прочего, данная модель, как и все предыдущие модели, позволяет вычислить отношение сигнал-шум только на входе приёмного устройства, но не в его тракте.

1.2.5 Сравнительный анализ моделей

Предварительный сравнительный анализ известных математических моделей радиоканала и методов прогнозирования отношения сигнал-шум был проведён на основе выявления подмножеств факторов, учитываемых различными моделями и методами (таблица 1.3). Таблица составлена по отношению к тракту приёмного устройства. Состояние таблицы соответствует началу проведения исследования. Учёт уровней шумов и помех отмечен для всех моделей с оговоркой на то, что все рассмотренные модели учитывают уровни внешних помех радиоканала, но, как правило, не рассматривают собственные шумы передатчика и приёмника.

Таблица 1.3 – Перечень основных факторов с указанием наличия их учёта в методах проектирования радиоканала, построенных на базе известных математических моделей радиоканала с номерами:

1 – модель затухания в свободном пространстве,

2 – модель «Сигнал-шум»;

3 – электродинамическая модель;

4 – статистическая модель

Фактор	Учёт фактора моделью с номером №			
	1	2	3	4
-				
Фактор компрессии изображений	нет	нет	нет	нет
Тип модуляции сигнала	нет	да	нет	нет
Мощность передатчика	да	да	да	да
Коэффициент связи передатчика	нет	нет	нет	нет
Коэффициент связи приёмника	нет	нет	нет	нет
Несущая частота сигнала	да	нет	да	нет
Расстояние передачи	да	нет	да	нет
Затухание сигнала в пространстве	да	нет	да	нет
Факторы свойств среды	нет	нет	нет	нет
Уровни шумов и помех	да	да	да	да
Спектры шумов и помех	нет	нет	нет	нет
Наличие препятствий	нет	нет	нет	нет
Отражение сигнала	нет	нет	нет	нет
Многолучевое распространение	нет	нет	нет	да

По результатам сравнительного анализа известных математических моделей радиоканала и методов прогнозирования отношения сигнал-шум можно сделать следующие выводы. Только модель «Сигнал-шум» учитывает тип модуляции полезного сигнала, хотя данный фактор является одним из основных факторов, влияющих на точность прогнозирования отношения сигнал-шум. Ни одна из рассмотренных моделей не учитывает спектры шумов и помех, что обусловлено отсутствием в них адекватной математической модели полосового фильтра на входе приёмного устройства. Ни одна из рассмотренных моделей не учитывает собственные шумы передатчика и собственные шумы приёмника, хотя они являются неотъемлемой частью приёмно-передающей аппаратуры. Ни одна из рассмотренных моделей не учитывает фактор компрессии цифровых изображений, хотя от него в значительной мере зависит выбор типа модуляции сигнала, несущей частоты и пропускная способность радиоканала. Ни одна из рассмотренных моделей не использует многокритериальный подход к оценке качества радиоканала, что препятствует оптимизации радиоканала в пользу повышения качества декодируемых изображений. Все рассмотренные модели имеют приближённый характер формул и учитывают лишь малую часть влияющих факторов, что снижает точность параметрического расчёта радиоканала и качество беспроводной передачи цифровых видеоизображений.

Отсюда следует, что повышение качества беспроводной передачи цифровых видеоизображений в системах мониторинга транспортных потоков со встроенным видеокодеком может быть достигнуто за счёт параметрической оптимизации радиоканала и совершенствования методов компрессии. Повышение точности параметрического расчёта радиоканала, в свою очередь, может быть достигнуто путём усложнения математической модели радиоканала и вовлечения в её состав как можно большего количества влияющих факторов. Наибольший потенциал по повышению точности параметрического расчёта радиоканала за счёт количественного и качественного охвата влияющих факторов имеют электродинамические модели. По этой причине электродинамические модели радиоканала были приняты за основу при проведении дальнейших исследований.

1.3 Исследование известных методов компрессии изображений

В данном подразделе проводятся аналитический обзор и сравнительный анализ методов компрессии цифровых статических видеоизображений [32–42] применительно к задаче о транспортных потоках города. Рассматриваются, в частности, метод дискретно-косинусного преобразования, метод оконного преобразования Фурье, а также метод вейвлет-преобразования. Выявляются преимущества и недостатки указанных методов. Проводится численная оценка методов по принципу объём кода – качество декодируемого изображения. Анализируется возможность использования соответствующих видеокодеков в режиме реального времени [128–131]. Осуществляется выбор прототипного метода.

1.3.1 Дискретно-косинусное преобразование

Метод *ДКП* служит для удаления частотной избыточности сигнала изображения [33]. Принцип действия метода основан на частичном отсечении и округлении высокочастотной составляющей сигнала на уровне спектрального матричного представления. Данный метод находит широкое применение в составе видеокодеков формата *MPEG-4*. Для осуществления сжатия кодируемое изображение предварительно разбивается на блоки [145, 146]. Сигнал каждого блока переводится в частотное представление с помощью *ДКП* и квантуется по уровню. Полученные коэффициенты *ДКП* характеризуют амплитуды гармоник с разными частотами.

Эффект компрессии достигается за счёт квантования коэффициентов *ДКП* и скопления большого количества нулевых значений в правых нижних углах спектральных матриц, где располагаются коэффициенты высокочастотных гармоник. Регулирование видеокодека по принципу объём кода – качество декодируемого изображения осуществляется выбором значений коэффициентов квантования.

Формула прямого *ДКП* представляет собой матричное преобразование, записываемое в виде:

$$\mathbf{K} = \mathbf{AUA}^T, \quad A_{i,j} = C_i \cos\left(\frac{(2j+1)i\pi}{2N}\right), \quad (1.11)$$

$$C_i = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{N}}, & i = 0, \\ \sqrt{\frac{2}{N}}, & i > 0, \end{cases} \quad (1.12)$$

где: \mathbf{U} – матрица сигнала; \mathbf{K} – матрица коэффициентов *ДКП*; \mathbf{A} – матрица преобразования; C_i – коэффициенты; i, j – индексы строк и столбцов блока; N – размерность блока.

Основное преимущество видеокodeка на базе метода *ДКП* – высокое значение коэффициента компрессии. Основной недостаток – долгое время обработки изображения, обусловленное применением матричного математического аппарата.

1.3.2 Оконное преобразование Фурье

Метод *ОПФ* служит для удаления частотно-временной избыточности сигнала изображения [38]. Принцип действия метода основан на частичном отсечении и округлении высокочастотной составляющей сигнала по принципу скользящего окна. Оконное преобразование Фурье, в отличие от обычного преобразования Фурье, позволяет локализовать анализируемую функцию не только по частоте, но и по времени (а в случае цифрового изображения – по координате). Для этого вся область определения анализируемой функции (строки изображения) разбивается оконной функцией на несколько отрезков. Окно последовательно «пробегает» весь график анализируемой функции (все отрезки). Для каждого нового положения окна вычисляется свой спектр. Низкочастотная часть спектрограммы аппроксимируется и передаётся декодеру. Высокочастотная часть спектрограммы отсекается или огрубляется квантованием.

Формула непрерывного *ОПФ* с дискретным спектром и конечным периодом разложения T анализируемой функции $u(t)$, при использовании в качестве аргумента времени t в поле действительных чисел, представляет собой тригонометрический ряд Фурье вида:

$$p(\tau, t) = u(t)w(t - \tau) = \frac{a_0(\tau)}{2} + \sum_{k=1}^K a_k(\tau) \cos\left(\frac{2\pi kt}{T}\right) + \sum_{k=1}^K b_k(\tau) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right), \quad (1.13)$$

с коэффициентами:

$$\begin{aligned} a_k(\tau) &= \frac{2}{T} \int_0^T u(t)w(t - \tau) \cos\left(\frac{2\pi kt}{T}\right) dt, \\ b_k(\tau) &= \frac{2}{T} \int_0^T u(t)w(t - \tau) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right) dt, \end{aligned} \quad (1.14)$$

где: $p(\tau, t)$ – произведение исходной (анализируемой) и оконной функций; $u(t)$ – исходная функция; $w(t - \tau)$ – смещённая по времени весовая оконная функция; $a_k(\tau), b_k(\tau)$ – коэффициенты преобразования (коэффициенты гармоник), зависящие к тому же от временного сдвига; τ – параметр временного сдвига окна; t – время; T – период разложения; k – индекс коэффициентов разложения (гармоник); K – количество коэффициентов разложения. На практике используется дискретное преобразование, в котором дискретным становится не только частота, но и координата.

Спектрограмма *ОПФ*, характеризующая спектральную плотность исследуемого сигнала (рисунок 1.3), представляет собой двумерную функцию амплитуды A гармоник от номера окна и частоты ω . В данном случае частота представлена индексом гармоник k . По сути, здесь реализуется та же идея, что и в методе *ДКП* – сжатие изображения за счёт отсечения высокочастотной составляющей. Для сохранения удовлетворительного качества изображения на стороне декодирования, аппроксимационной решёткой охватывается как минимум половина коэффициентов *ОПФ*.

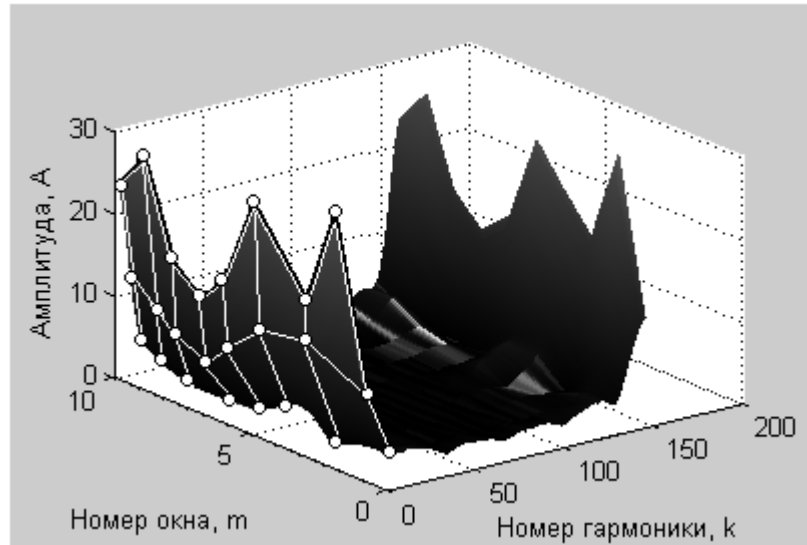


Рисунок 1.3. Пояснение к аппроксимации значимого фрагмента спектрограммы

Эффект компрессии достигается отсечением или огрублением высокочастотной полосы спектра, поскольку только низкочастотные гармоники обычно являются значимыми. Регулирование видеокodeка по принципу объём кода – качество декодируемого изображения осуществляется заданием степени прореживания аппроксимационной решётки (ширины окна), а также выбором ширины отсекаемой полосы высокочастотных коэффициентов.

Метод *ОПФ* имеет относительно низкое значение коэффициента компрессии, поэтому в современных видеокodeках в своём исходном представлении практически не применяется. Однако сама идея метода о пространственной локализации активно используется видеокodeками, работающими на основе вейвлет-преобразования.

Основное преимущество видеокodeка на базе метода *ОПФ* – высокое качество декодируемого изображения. Основной недостаток – долгое время обработки изображения, обусловленное многократным применением преобразования Фурье в ходе движения пространственного окна.

1.3.3 Вейвлет-преобразование

Метод *ВП* служит для удаления частотно-временной избыточности сигнала изображения [38–42]. Принцип действия метода основан на частичном отсечении и округлении высокочастотной составляющей сигнала на уровне свёртки сигнала с опорным вейвлетом. Вейвлет-преобразование является развитием идеи частотно-временного (частотно-пространственного) представления исходного сигнала. Под вейвлетом понимают локализованный всплеск сигнала, обладающий конечной энергией и имеющий нулевое среднее. Математический аппарат вейвлет-преобразования основан на использовании понятия кратного-масштабного анализа. По смыслу, операция вейвлет-преобразования сводится к поиску в анализируемом сигнале сдвинутых по координате и масштабируемых по частоте копий опорного вейвлета.

Основным достоинством *ВП* является двухпараметрическая локализация вейвлета. В методе *ОПФ* варьируется только один параметр – сдвиг окна. Вейвлет-преобразование основано на варьировании сразу двух параметров: сдвига и масштаба. Сдвиг вейвлета определяет его положение на временной (пространственной) оси. Масштаб вейвлета определяет его частоту. Благодаря этому, вейвлет-преобразование обеспечивает анализ сигнала с разрешением не только до отдельного временного (пространственного) отсчёта, но и до отдельной гармонике.

Формула прямого непрерывного *ВП* представляет собой интегральное выражение вида:

$$K(\eta, \tau) = \frac{1}{\sqrt{\eta}} \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) w\left(\frac{t-\tau}{\eta}\right) dt, \quad t, \eta, \tau \in \mathbb{R}, \quad (1.15)$$

где: $K(\eta, \tau)$ – функция коэффициентов прямого преобразования; η – масштаб; τ – сдвиг; $u(t)$ – анализируемая функция; $w(t-\tau/\eta)$ – вейвлет; t – время.

На практике наибольшее распространение получило вейвлет-преобразование Хаара, основанное на нахождении полусумм и полуразностей сигналов соседних точек изображения. В качестве опорного вейвлета в нём используется всплеск прямоугольной формы. Преобразование Хаара подобно построчному применению к сигналу изображения двух фильтров: высоких и низких частот (рисунок 1.4).

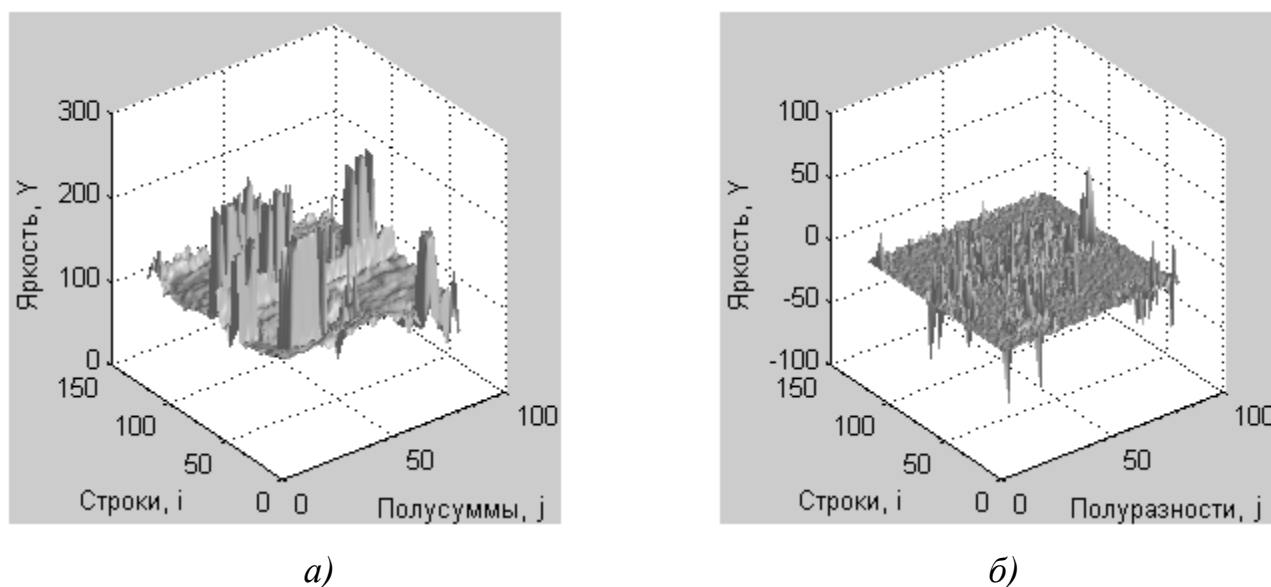


Рисунок 1.4. Графики прямого преобразования Хаара для синей матрицы экспериментального изображения: *а)* – низкочастотный компонент полусумм; *б)* – высокочастотный компонент полуразностей

Эффект компрессии достигается здесь главным образом за счёт высокочастотного компонента преобразования, имеющего малые абсолютные значения. Для дополнительного повышения коэффициента компрессии матрицы полусумм и полуразностей дополнительно квантуются по уровню. Регулирование видеокodeка по принципу объём кода – качество декодируемого изображения осуществляется выбором значений коэффициентов квантования.

Основное преимущество видеокodeка на базе метода *VII* – высокая кадровая частота видеокodeка. Основной недостаток – относительно низкий коэффициент компрессии изображений с высокочастотным спектром, обусловленный большими по модулю значениями полуразностей.

1.3.4 Сравнительный анализ видеокодеков

Сравнительный анализ методов компрессии был проведён экспериментально, путём сравнения видеокодеков, построенных на базе рассмотренных методов [128, 129]. Исследования проводились при прочих равных условиях. При реализации всех кодеков использовался микропроцессор с тактовой частотой 2 ГГц. В качестве тестового изображения использовался фрагмент реального изображения транспортного потока, полученного с помощью квадрокоптера. Разрешение тестового изображения – 320×240 точек. Результаты сравнительного анализа представлены ниже (таблицы 1.4 – 1.6).

Таблица 1.4 – Результаты применения видеокодека
на базе ДКП

Параметр	Значение
Коэффициент компрессии, CF	4.66
Средне абсолютное отклонение, MAE	4.00
Время обработки кадра, T	0.25 с

Таблица 1.5 – Результаты применения видеокодека
на базе ОПФ

Параметр	Значение
Коэффициент компрессии, CF	1.71
Средне абсолютное отклонение, MAE	0.70
Время обработки кадра, T	0.31 с

Таблица 1.6 – Результаты применения видеокодека
на базе ВП

Параметр	Значение
Коэффициент компрессии, CF	1.60
Средне абсолютное отклонение, MAE	1.14
Время обработки кадра, T	0.006 с

В ходе сравнительного анализ видеокодеков было установлено, что в задаче о транспортных потоках коэффициент компрессии и качество декодируемых изображений в значительной мере зависит от спектра изображения. При этом наиболее «неудобными» для компрессии являются цифровые изображения транспортных потоков с высокочастотным спектром, полученные с большой высоты и содержащие множество автомобильных проекций.

В целом, по результатам проведенных исследований можно сделать вывод, что применительно к задаче о транспортных потоках только метод *ВП* способен обеспечить работу видеокодека в режиме реального времени. Для видеокодеков на базе *ДКП* и *ОПФ* режим реального времени оказался не достижим. По указанной причине, метод преобразования Хаара был взят за основу при проведении дальнейших исследований. При этом поставлена задача увеличения коэффициента компрессии и качества декодируемых изображений в режиме реального времени с целью снижения нагрузки на радиоканал, а также с целью повышения точности распознавания автомобильных проекций и эффективности управления транспортными потоками.

1.4 Разработка математических моделей сигналов

Тип модуляции полезного сигнала является одним из важнейших факторов, определяющих помехоустойчивость беспроводного канала связи. По этой причине в данном подразделе синтезированы и подготовлены для дальнейшего использования математические модели сигналов с 4 основными типами цифровой модуляции, используемыми для беспроводной передачи цифровых видеоизображений [6,7]. Рассмотрены, в частности, следующие типы цифровой модуляции (манипуляции) сигнала: амплитудная, частотная, фазовая и квадратурная амплитудная цифровая модуляция. Отличительной особенностью сигналов с цифровой модуляцией является наличие в них разрывов первого рода, которым на графиках соответствуют резкие скачки огибающей по амплитуде частоте или фазе.

1.4.1 Сигнал с амплитудной цифровой модуляцией

При амплитудной цифровой модуляции *AM* информация передаётся за счёт дискретного изменения амплитуды модулируемого сигнала. Имеется конечный алфавит (ансамбль) амплитуд. Каждому символу алфавита соответствует свой уникальный уровень амплитуды (рисунок 1.5).

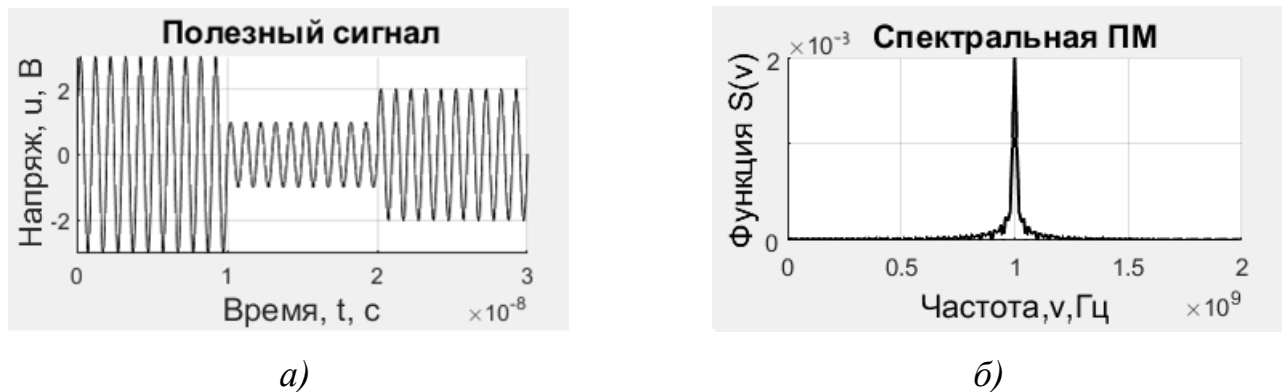


Рисунок 1.5. Результаты моделирования сигнала с цифровой *AM*:

- а) – функция сигнала во времени;
- б) – спектральная плотность мощности

Математическую модель сигнала с цифровой *AM* представим составной функцией со ступенчатыми изменением огибающей амплитуды сигнала:

$$u(t) = A(t) \cos(\omega t + \varphi), \quad A(t) \in \{A_1, A_1 \dots A_n\}, \quad (1.16)$$

где: $u(t)$ – полезный сигнал; $A(t)$ – амплитуда сигнала; ω – круговая частота сигнала; φ – начальная фаза сигнала.

Основные преимущества цифровой *AM* – простота схемотехнической реализации и рациональное использование спектра. Основные недостатки – низкие показатели энергоэффективности и помехоустойчивости, обусловленные переменным характером амплитуды.

1.4.2 Сигнал с частотной цифровой модуляцией

При частотной цифровой модуляции ЧМ информация передаётся за счёт дискретного сгущения и разрежения гармоник модулируемого сигнала вследствие изменения его частоты. Имеется конечный алфавит (ансамбль) частот. Каждому символу алфавита соответствует своё уникальное значение частоты (рисунок 1.6).

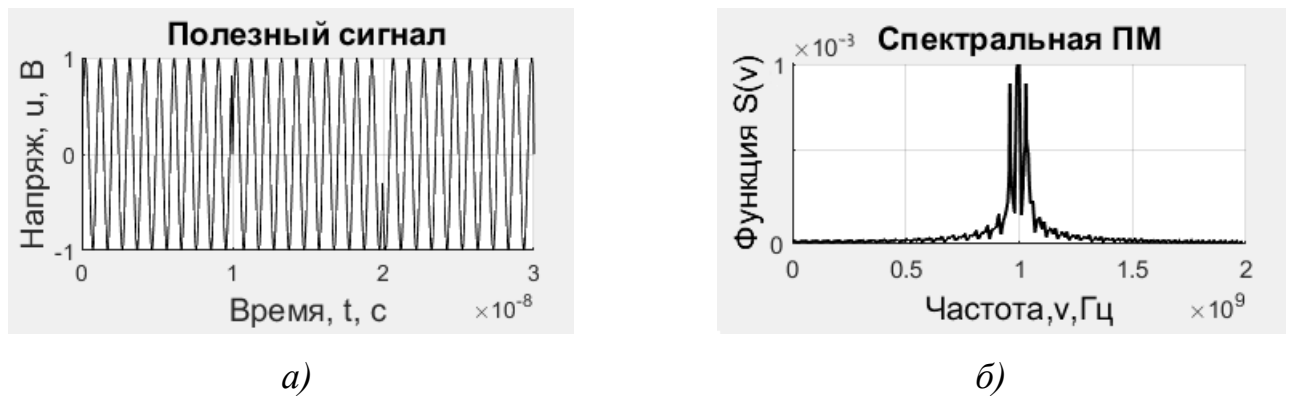


Рисунок 1.6. Результаты моделирования сигнала с цифровой ЧМ:

- а) – функция сигнала во времени;
- б) – спектральная плотность мощности

Математическую модель сигнала с цифровой ЧМ представим составной функцией со ступенчатыми изменением огибающей частоты сигнала:

$$u(t) = A \cos(\omega(t)t + \varphi), \quad \omega(t) \in \{\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n\}, \quad (1.17)$$

где: $u(t)$ – полезный сигнал; A – амплитуда сигнала; $\omega(t)$ – круговая частота сигнала; φ – начальная фаза сигнала.

Основное преимущество цифровой ЧМ – стабильность показателей помехоустойчивости, обусловленная постоянным уровнем сигнала. Основным недостатком – нерациональное использование спектра, обусловленное наличием нескольких частот в алфавите.

1.4.3 Сигнал с фазовой цифровой модуляцией

При фазовой цифровой модуляции ΦM информация передаётся за счёт дискретных изменений фазы модулируемого сигнала. Имеется конечный алфавит (ансамбль) фаз. Каждому символу алфавита соответствует своё уникальное значение фазы (рисунок 1.7).

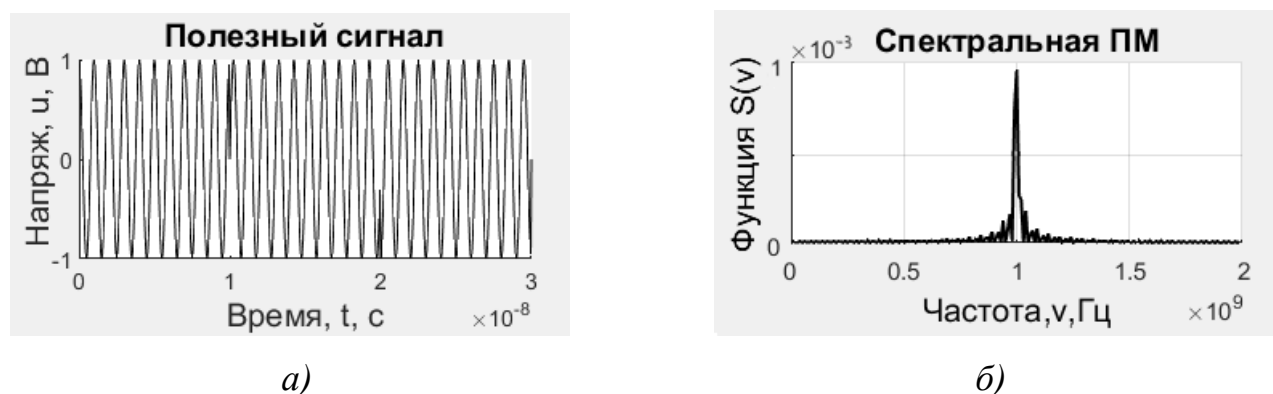


Рисунок 1.7. Результаты моделирования сигнала с цифровой ΦM :

- а) – функция сигнала во времени;
- б) – спектральная плотность мощности

Математическую модель сигнала с цифровой ΦM представим составной функцией со ступенчатыми изменением огибающей фазы сигнала:

$$u(t) = A \cos(\omega t + \varphi(t)), \quad \varphi(t) \in \{\varphi_1, \varphi_2 \dots \varphi_n\}, \quad (1.18)$$

где: $u(t)$ – полезный сигнал; A – амплитуда сигнала; ω – круговая частота сигнала; $\varphi(t)$ – начальная фаза сигнала.

Основные преимущества цифровой ΦM – энергоэффективность и рациональное использование спектра. Основной недостаток – низкие показатели помехоустойчивости по отношению к флуктуациям частоты и фазовым искажениям.

1.4.4 Сигнал с квадратурной амплитудной цифровой модуляцией

При квадратурной амплитудной цифровой модуляции *КАМ* информация передаётся за счёт дискретного изменения амплитуд двух опорных колебаний модулируемого сигнала, взятых в квадратуре. Имеется конечный векторный алфавит (созвездие) парных амплитуд. Каждому символу алфавита соответствует своё уникальное сочетание амплитуд в паре (рисунок 1.8).

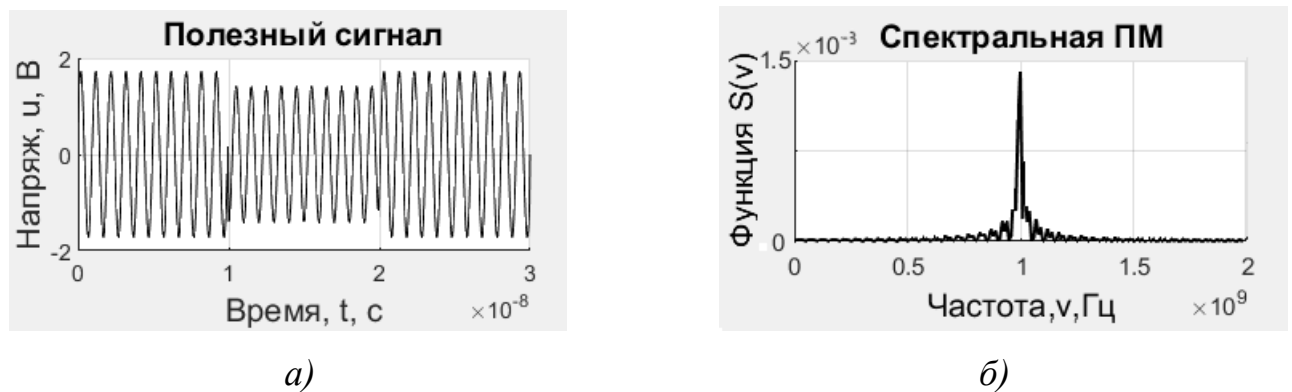


Рисунок 1.8. Результаты моделирования сигнала с цифровой *КАМ*:

- а) – функция сигнала во времени;
- б) – спектральная плотность мощности

Математическую модель сигнала с цифровой *КАМ* представим составной функцией со ступенчатыми изменением огибающих амплитуд квадратурных компонентов:

$$u(t) = A_1(t)\sin(\omega t + \varphi) + A_2(t)\cos(\omega t + \varphi), \quad A_1(t), A_2(t) \in \{A_1, A_1 \dots A_n\}, \quad (1.19)$$

где: $u(t)$ – полезный сигнал; $A_1(t), A_2(t)$ – амплитуды квадратурных компонентов сигнала; ω – круговая частота сигнала; φ – начальная фаза сигнала.

Основные преимущества цифровой *КАМ* – высокая скорость передачи информации. Основные недостатки – сложность схемотехнической реализации и низкая помехоустойчивость, обусловленная переменным характером амплитуд квадратурных компонентов.

1.5 Разработка математических моделей шумов и помех

Точность расчёта и проектирования радиоканала зависит не только от учёта характеристик полезного сигнала, но и от учёта характеристик собственных шумов аппаратуры и внешних помех радиоканала. По этой причине в данном подразделе синтезированы математические модели 4 основных типов шумов и помех, характерных для городских условий, а именно: белый равномерный шум, белый Гауссовский шум, белый Пуассоновский шум, а также импульсная Релеевская помеха [6,7]. В качестве характеристик, описывающих свойства шумов и помех, выбраны: спектральная плотность мощности и плотность распределения по уровню. Основная задача подраздела – построение точных моделей основных типов шумов и помех для дальнейшего использования в общей математической модели радиоканала.

1.5.1 Белый равномерный шум

Под шумами и помехами будем понимать переменные во времени вредоносные воздействия, описываемые случайными величинами. Шумы и помехи являются негативным фактором, снижающим отношение сигнал-шум и повышающим вероятность битовой ошибки. Сконцентрируем внимание на учёте уровня и спектра шумов и помех. Для проведения сравнительного анализа шумов и помех введём в их математические модели параметр амплитуды A . Под амплитудой шума A будем понимать приближённый максимальный уровень шума. Для шумов и помех значение A является не строгим и может быть превышено.

Предварительный анализ шумов по уровню проведём по нормированной мощности и нормированному отношению сигнал-шум. Под нормированной мощностью будем понимать мощность, соответствующую амплитуде сигнала или шума в 1 В при условном волновом сопротивлении антенны, равном 1 Ом. Под нормированным отношением сигнал-шум будем понимать отношение сигнал-шум, вычисленное по нормированным мощностям сигнала и шума.

В качестве первого вредоносного воздействия рассмотрим белый равномерный шум. Белый равномерный шум имеет равномерную *СПМ* и равномерный закон распределения по уровню. Данный шум почти не встречается в природе и технике в чистом виде. Однако в городских условиях он может возникать вследствие суперпозиции излучений от различных источников, работающих на разных частотах. Таким образом, основным источником белого равномерного шума является объединённое множество радиоизлучателей с равномерным распределением итоговой мощности по частоте и равномерным распределением напряжения по уровню.

Математическую модель белого равномерного шума представим случайной величиной с равномерной *СПМ* по частоте и равномерным распределением по уровню напряжения:

$$S(\omega) = C, \quad P(u) = \begin{cases} \frac{1}{2A}, & u \in [-A, A], \\ 0, & u \notin [-A, A], \end{cases} \quad (1.20)$$

где: $S(\omega)$ – спектральная плотность мощности шума; $P(u)$ – распределение шума по уровню напряжения; $u(t)$ – функция шума; t – время; A – амплитуда шума; C – константа. Значения $P(u)$ и границы $u(t)$ заданы через амплитуду A .

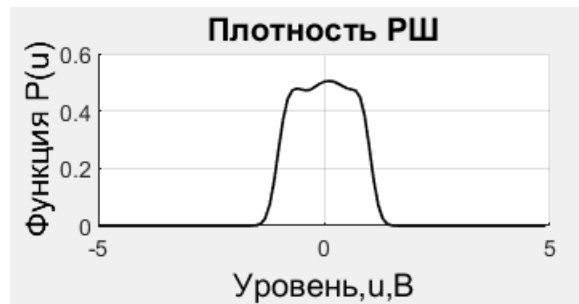
Параметры и результаты моделирования белого равномерного шума представлены ниже (таблица 1.7, рисунок 1.9). Параметры моделирования были заданы таким образом, чтобы частота дискретизации шума превышала частоту максимальной гармоники шума в *СПМ* в 5 раз.

Таблица 1.7 – Параметры моделирования белого равномерного шума

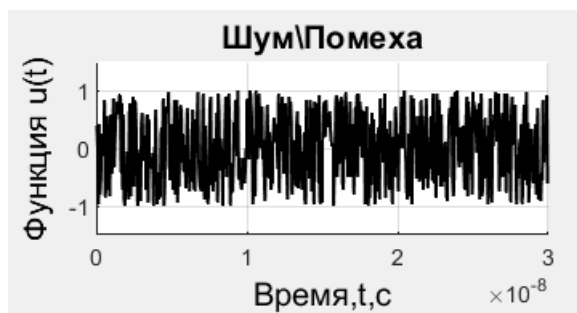
Параметр	Значение
Время моделирования, T	100 нс
Количество временных отсчётов, N	2000
Амплитуда шума, A	1 В
Границы частотного диапазона	от 0 до 2 ГГц
Средняя частота	1 ГГц



а)



б)



в)

Рисунок 1.9. Результаты моделирования белого равномерного шума:

а) – спектральная плотность мощности; б) – плотность распределения по уровню; в) – функция шума во времени

Согласно результатам моделирования, белый равномерный шум имеет относительно высокое значение нормированного отношения сигнал-шум и равномерный характер спектра. Нормированная мощность белого равномерного шума с амплитудой 1 В составляет 0.33 Вт. Нормированная мощность сигнала с той же амплитудой равна 0.5 Вт. Отсюда нормированное отношение сигнал-шум для полезного сигнала с ЧМ и белого равномерного шума с равными амплитудами составляет 1.52 раза или 1.79 дБ. Спектр белого равномерного шума рассредоточен по всему частотному диапазону. При этом значения нормированной СПМ не превышают отметку в 0.1 мВт/Гц. Отсюда можно сделать вывод, что белый равномерный шум представляет небольшую опасность для сигнала, поскольку нормированная мощность шума невелика, а в полосу пропускания попадает лишь малая часть спектра шума.

1.5.2 Белый Гауссовский шум

Белый Гауссовский шум имеет равномерную *СПМ* и нормальный закон распределения по уровню. Основным источником белого Гауссовского шума являются тепловые шумы радиоаппаратуры. Тепловые шумы свойственны как передающему, так и приёмному устройствам. Они порождаются компонентами аппаратуры с активным электрическим сопротивлением, преимущественно резисторами. Кроме того, искажения электрического сигнала, приобретённые в тракте передатчика, впоследствии «проникают» и в радиосигнал антенны.

Математическую модель белого Гауссовского шума представим случайной величиной с равномерной *СПМ* по частоте и нормальным распределением по уровню напряжения:

$$S(\omega) = C, \quad P(u) = \frac{1}{(A/2)\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(u-m)^2}{2(A/2)^2}}, \quad (1.21)$$

где: m – математическое ожидание. Среднее квадратичное отклонение σ в формуле $P(u)$ принято равным $A/2$.

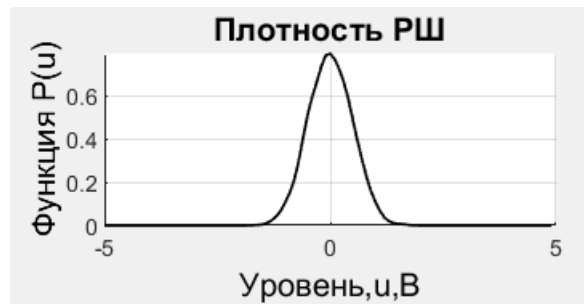
Параметры и результаты моделирования белого Гауссовского шума представлены ниже (таблица 1.8, рисунок 1.10). Среднее квадратичное отклонение σ рассчитано на основе заданной амплитуды шума A .

Таблица 1.8 – Параметры моделирования белого Гауссовского шума

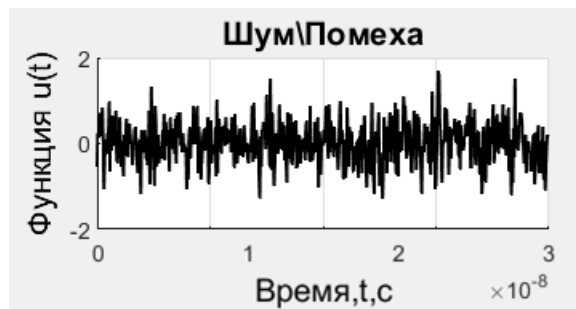
Параметр	Значение
Время моделирования, T	100 нс
Количество временных отсчётов, N	2000
Амплитуда шума, A	1 В
Математическое ожидание, m	0
Среднее квадратичное отклонение, σ	0.5
Границы частотного диапазона	от 0 до 2 ГГц
Средняя частота	1 ГГц



а)



б)



в)

Рисунок 1.10. Результаты моделирования белого Гауссовского шума:

а) – спектральная плотность мощности; б) – плотность распределения по уровню; в) – функция шума во времени

Результаты моделирования показывают, что белый Гауссовский шум имеет более низкую нормированную мощность и более высокое значение нормированного отношения сигнал-шум, чем белый равномерный шум при тех же условиях. Нормированная мощность белого Гауссовского шума с амплитудой 1 В составляет 0.24 Вт. Нормированная мощность сигнала с той же амплитудой равна 0.5 Вт. Отсюда нормированное отношение сигнал-шум для полезного сигнала с ЧМ и белого Гауссовского шума составляет 2.08 раза или 3.18 дБ. Спектр белого Гауссовского шума рассредоточен равномерно по всему частотному диапазону. Нормированная СПМ не превышает отметку в 0.1 мВт/Гц. В результате белый Гауссовский шум, при прочих равных условиях, представляет меньшую опасность для сигнала, чем белый равномерный шум, поскольку нормированная мощность шума уменьшилась, а в полосе пропускания по-прежнему попадает лишь малая часть спектра шума.

1.5.3 Белый Пуассоновский шум

Белый Пуассоновский шум имеет равномерную *СПМ* и нормальное распределение по уровню при условии среднего количества случайных всплесков сигнала в единицу времени. Основным источником белого Пуассоновского шума являются дробовые шумы радиоаппаратуры. Термин "Пуассоновский" в данном случае относится к событиям, то есть, к количеству всплесков шума на временной оси, а не к амплитуде шума. При малом, среднем и большом количествах всплесков функция плотности распределения $P(u)$ характеризуется дельта-функцией Дирака, нормальным распределением и равномерным распределением соответственно.

Математическую модель белого Пуассоновского шума представим случайной величиной с равномерной *СПМ* по частоте и нормальным распределением по уровню напряжения при среднем количестве всплесков:

$$S(\omega) = C, \quad P(u) = \frac{1}{(A/2)\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(u-m)^2}{2(A/2)^2}}, \quad (1.22)$$
$$P(q) = \frac{\lambda^q}{q!} e^{-\lambda}, \quad q \in \mathbb{N},$$

где: $P(q)$ – Пуассоновское распределение событий (всплесков); λ – математическое ожидание количества всплесков q на полном временном отрезке T . Согласно результатам исследования, среднее квадратичное отклонение σ в формуле $P(u)$ в данном случае примерно равно $A/2$.

В ходе моделирования при задании Пуассоновского шума внутри каждого отдельно взятого всплеска использовался белый равномерный шум. Однако при относительно небольшом количестве всплесков итоговое распределение напряжения $P(u)$ Пуассоновского шума по уровню стремится к нормальному закону с пиком на нулевой отметке, так как нулевая отметка встречается в выборке чаще всего. При малом количестве всплесков пик заостряется и распределение $P(u)$ стремится к дельта-функции Дирака. При большом количестве всплесков пик сглаживается и распределение $P(u)$ стремится к равномерному закону.

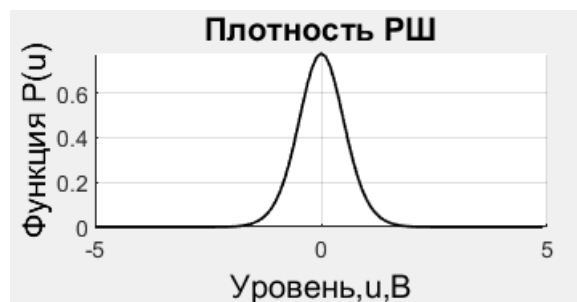
Параметры и результаты моделирования белого Пуассоновского шума представлены ниже (таблица 1.9, рисунок 1.11). Всплески шума были размещены на временной оси в случайные моменты времени и имели различную продолжительность.

Таблица 1.9 – Параметры моделирования белого Пуассоновского шума

Параметр	Значение
Время моделирования, T	100 нс
Количество временных отсчётов, N	2000
Амплитуда шума, A	1 В
Математическое ожидание, λ	25
Максимальная ширина всплеска	1 нс
Границы частотного диапазона	от 0 до 2 ГГц
Средняя частота	1 ГГц



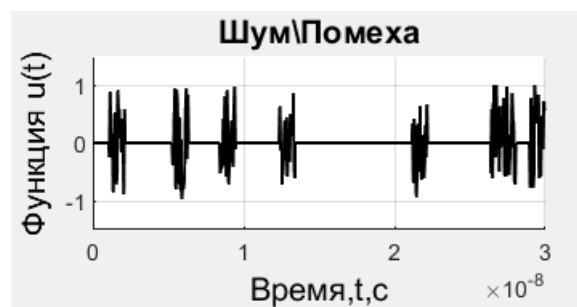
а)



б)



в)



г)

Рисунок 1.11. Результаты моделирования белого Пуассоновского шума:

- а) – спектральная плотность мощности; б) – плотность распределения по уровню; в) – плотность распределения по количеству всплесков; г) – функция шума во времени

Согласно результатам моделирования, белый Пуассоновский шум имеет наименьшую нормированную мощность среди всех рассмотренных типов шумов и самое высокое значение нормированного отношения сигнал-шум. Нормированная мощность белого Пуассоновского шума с амплитудой 1 В при коэффициенте заполнения всплесками временной оси, равном $1/4$, составляет всего 0.07 Вт. Нормированная мощность сигнала с той же амплитудой равняется 0.5 Вт. Отсюда нормированное отношение сигнал-шум для полезного сигнала с ЧМ и белого Пуассоновского шума составляет 7.14 раза или 8.53 дБ. Спектр белого Пуассоновского шума равномерно рассредоточен по всему частотному диапазону. Нормированная СПМ не превышает отметку в 0.1 мВт/Гц. Как следствие, белый Пуассоновский шум, взятый отдельно, сам по себе, представляет наименьшую опасность для сигнала ввиду малой нормированной мощности и равномерного характера рассредоточения СПМ.

С другой стороны, в реальных устройствах дробовый шум не присутствует в одиночку, а является дополнением к другим видам шумов. В частности, комбинация белого Гауссовского и белого Пуассоновского шумов наиболее точно описывает работу радиоаппаратуры, поскольку учитывает как тепловые, так и дробовые шумы.

1.5.4 Импульсная Релеевская помеха

Отличие Релеевской помехи от всех других рассмотренных ранее типов шумов и помех состоит в том, что в качестве помехи здесь выступает не случайная шумовая составляющая, а полезный сигнал от другой системы связи, который по отношению к нашей системе связи является помехой. При этом вместо стационарных объектов здесь рассматриваются подвижные системы связи. Вследствие движения источника излучения и многократных отражений амплитуда огибающей стороннего сигнала в точке приёма нашей антенной постоянно меняется в соответствии с Релеевским законом распределения. Подчеркнём, что в данном случае мы рассматриваем именно Релеевскую помеху (не полезный сигнал).

Импульсная Релеевская помеха имеет ограниченную широкополосную *СПМ* и нормальное распределение по уровню при Релеевском распределении амплитуды огибающей. Основным источником импульсной Релеевской помехи – подвижные радиопередатчики, например, устройства мобильной связи. Природа возникновения Релеевской помехи основана на отражении стороннего сигнала от препятствий и наложении отражённых копий в точке приёма. Термин «импульсная» относится к продолжительности помехи во времени. Он свидетельствует о том, что такая помеха имеет короткий временной интервал, поскольку предполагается, что источник помехи постоянно движется и картина отражений постоянно меняется. Термин "Релеевская" относится к огибающей амплитуды помехи.

Математическую модель импульсной Релеевской помехи представим гармоническим сигналом с ограниченной широкополосной *СПМ* по частоте и нормальным распределением по уровню напряжения при случайном Релеевском распределением амплитуды огибающей:

$$S(\omega) = \begin{cases} f(\omega), & \omega \in [\omega_1, \omega_2], \\ 0, & \omega \notin [\omega_1, \omega_2], \end{cases} \quad P(u) = \frac{1}{(A/4)\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(u-m)^2}{2(A/4)^2}}, \quad (1.23)$$

$$u(t) = L(A, t) \sin(\omega t + \varphi), \quad P(L) = \frac{A}{s^2} e^{-\frac{A^2}{2s^2}},$$

где: $L(A, t)$ – функция огибающей амплитуды во времени; $P(L)$ – Релеевское распределение амплитуды огибающей; s – параметр масштаба. Согласно результатам исследования, среднее квадратичное отклонение σ в формуле $P(u)$ в данном случае примерно равно $A/4$.

Функция огибающей амплитуды $L(A, t)$ была построена на основе сплайн-интерполяции. Полный временной интервал T был разбит на 20 равных интервалов. Узловые точки огибающей амплитуды были расположены на границах этих интервалов. Значения амплитуды в узловых точках задавались случайными величинами и подчинялись Релеевскому закону распределения. Для обеспечения плавности огибающей между узловыми точками использовались сплайны 3-го порядка.

Параметры и результаты моделирования импульсной Релеевской помехи представлены ниже (таблица 1.10, рисунок 1.12). Амплитуда A в данном случае представляет некоторое опорное значение, относительно которого изменяется амплитуда огибающей.

Таблица 1.10 – Параметры моделирования импульсной Релеевской помехи

Параметр	Значение
Время моделирования, T	100 нс
Количество временных отсчётов, N	2000
Амплитуда помехи, A	1 В
Параметр масштаба, s	1
Период изменения огибающей	5 нс
Границы частотного диапазона	от 0 до 2 ГГц
Средняя частота	1 ГГц

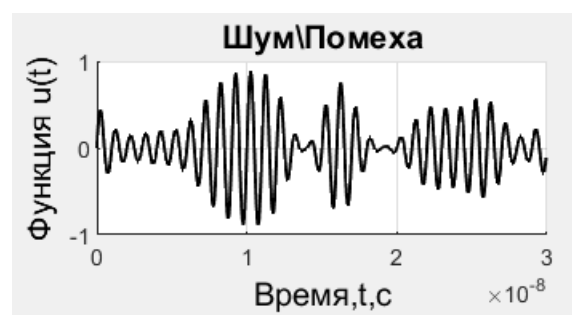
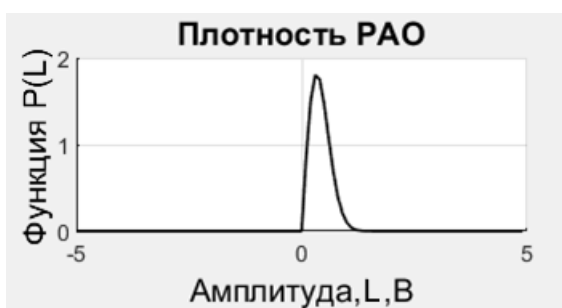
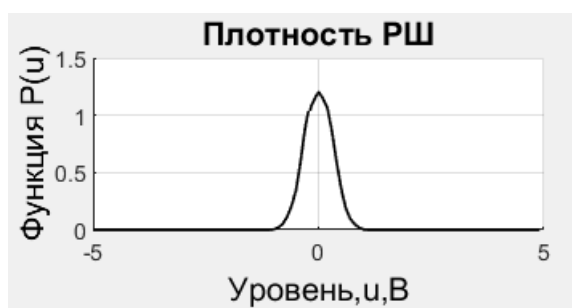
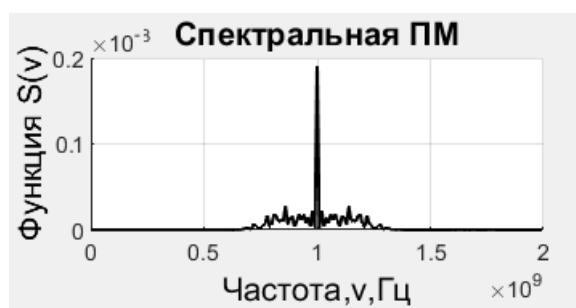


Рисунок 1.12. Результаты моделирования импульсной Релеевской помехи:

- а) – спектральная плотность мощности; б) – плотность распределения по уровню; в) – плотность распределения амплитуды огибающей;
- г) – функция шума во времени

При моделировании в целях наглядности был задан малый период изменения $L(A,t)$. В реальных условиях период пиков и провалов огибающей Релеевских помех зависит от несущей частоты и скорости движения источника помехи и обычно измеряется в миллисекундах или микросекундах. Однако принципы задания помехи, а также принципы вычисления мощности и отношения сигнал-шум, остаются теми же.

Согласно результатам моделирования, импульсная Релеевская помеха имеет среднее значение нормированного отношения сигнал-шум и сосредоточенный широкополосный характер спектра с ярко выраженным пиком на несущей частоте. Нормированная средняя мощность импульсной Релеевской помехи с амплитудой 1 В составляет 0.11 Вт. Нормированная мощность сигнала с той же амплитудой равна 0.5 Вт. Отсюда нормированное среднее отношение сигнал-шум для полезного сигнала с ЧМ и импульсной Релеевской помехи составляет 4.54 раза или 6.57 дБ.

Отличительной особенностью Релеевской помехи является то, что пиковое значение мощности помехи может превышать среднее значение мощности в 3 раза и более. Поэтому для импульсной Релеевской помехи интерес представляют не только средние, но и пиковые показатели мощности. Для сравнения, пиковые значения нормированных мощности и отношения сигнал-шум в рассмотренном примере составили 0.24 Вт и 3.18 дБ, что значительно хуже средних показателей.

Спектр импульсной Релеевской помехи, в отличие от других рассмотренных ранее шумов и помех, является ограниченным и широкополосным, с ярко выраженным пиком на несущей частоте. Значительная часть энергии помехи заключена возле пикового значения частоты. Нормированная СПМ на пиковой частоте превышает отметку в 0.1 мВт/Гц. Отсюда можно сделать вывод, что импульсная Релеевская помеха представляет наибольшую опасность для сигнала, когда её несущая частота расположена близко к границе полосы пропускания приёмного устройства, поскольку в этом случае в полосу пропускания проникает значительная часть мощности помехи.

1.6 Выводы

В данной главе были проведены аналитический обзор и сравнительный анализ известных методов проектирования радиоканала со встроенным видеокодеком, направленных на повышение качества беспроводной передачи цифровых видеоизображений в системах мониторинга транспортных потоков города, работающих в режиме реального времени. Основные достижения проведённых исследований состоят в следующем:

- предложена структурная схема беспроводной системы мониторинга транспортных потоков города по цифровым видеоизображениям, предполагающая статистический анализ и управление транспортными потоками в режиме реального времени с помощью перераспределения времени переключения светофоров;

- показано, что критически важным параметром такой системы является качество цифровых изображений, поскольку от него напрямую зависит точность автоматического распознавания автомобильных проекций в кадре и эффективность управления транспортными потоками;

- предложена структурная схема радиоканала со встроенным видеокодеком, направленная на повышение качества беспроводной передачи цифровых видеоизображений в подобной системе при одновременном сокращении объёма передаваемых данных и снижении нагрузки на радиоканал;

- установлено, что в системе мониторинга со встроенным видеокодеком можно выделить два основных типа искажений передаваемых цифровых изображений: внутренние компрессионные искажения видеокодека и внешние помеховые искажения радиоканала;

- проведён сравнительный анализ методов проектирования радиоканала и методов компрессии цифровых видеоизображений, определён перечень основных факторов, влияющих на качество беспроводной передачи цифровых изображений в городских условиях, выбраны критерии оценки качества радиоканала со встроенным видеокодеком;

- среди основных факторов, влияющих на качество беспроводной передачи цифровых видеоизображений, выделены: фактор компрессии изображений, тип модуляции сигнала, наличие шумов и помех, свойства среды, а также наличие препятствий, отражений и многолучевое распространение;

- среди основных критериев эффективности радиоканала со встроенным видеокодеком выбраны: пропускная способность радиоканала, вероятность битовой ошибки, отношение сигнал-шум на входе и в тракте приёмного устройства, коэффициент компрессии и качество декодируемых изображений;

- установлено, все известные модели радиоканала учитывают лишь малую часть влияющих факторов и не используют многокритериальный подход к оценке эффективности радиоканала, что препятствует оптимизации радиоканала в пользу повышения качества декодируемых изображений;

- выявлено, что ни одна из рассмотренных моделей не учитывает фактор компрессии цифровых изображений, хотя от него в значительной мере зависит выбор типа модуляции сигнала, несущей частоты и пропускная способность радиоканала;

- сделан вывод, что повышение качества беспроводной передачи цифровых видеоизображений в системах мониторинга транспортных потоков со встроенным видеокодеком, может быть достигнуто за счёт параметрической оптимизации радиоканала и совершенствования методов компрессии;

- для повышения точности параметрического расчёта радиоканала и обеспечения режима реального времени, в качестве прототипов выбраны электродинамические модели радиоканала и методы компрессии изображений на основе вейвлет-преобразования;

- в целях дальнейшего использования подготовлены математические модели сигналов с основными типами цифровой модуляции, используемых при передаче цифровых изображений, а также основные типы шумов и помех, свойственных городским условиям.

ГЛАВА 2.

РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ И МЕТОДА ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОКАНАЛА СО ВСТРОЕННЫМ ВИДЕОКОДЕКОМ

В данной главе разработаны математическая модель и метод проектирования радиоканала со встроенным видеокодеком, направленные на повышение качества беспроводной передачи цифровых видеоизображений в системах мониторинга транспортных потоков города, работающих в режиме реального времени [132,133]. Представлены расчётная и функциональная схемы радиоканала. Пояснены способы учёта основных влияющих факторов. Раскрыты принципы оптимизации и проектирования радиоканала. Приведён алгоритм проектирования радиоканала. Описаны преимущества предложенных технических решений в системах беспроводного мониторинга транспортных потоков города. Приведены примеры и результаты математического моделирования радиоканала с учётом различных факторов и критериев эффективности [138].

2.1 Разработка математической модели радиоканала

В данном подразделе на основе электродинамического уравнения в частных производных второго порядка с произвольной правой частью и переменными коэффициентами разработана математическая модель радиоканала, обеспечивающая произвольность в выборе типа цифровой модуляции сигнала и наложении шумов и помех с совместным учётом множества влияющих факторов [132, 133], таких как: наличие встроенного видеокодека, тип цифровой модуляции, наличие шумов и помех, свойства среды распространения сигнала, а также наличие препятствий, отражений и многолучевое распространение.

2.1.1 Расчётная схема радиоканала

Ввиду высокого значения несущей частоты, необходимого для передачи широкоформатных изображений, принята расчётная схема радиоканала [43–47] с точечным источником и приёмником излучения (рисунок 2.1), в роли которых выступают передающая и приёмная антенны W_1 и W_2 . Сигнал распространяется от передающей антенны к приёмной вдоль радиус-вектора R , соединяющего фазовые центры антенн. Расстояние вдоль радиус-вектора отмеряется через r . Координаты размещения приёмной и передающей антенн, а также направление распространения сигнала считаются известными. Функция $u_1(t,r)$ является известной и задаёт возмущение на передающей антенне. Функция $u_2(t,r)$ является искомой и описывает реакцию на это возмущение. Функция $u_2(t,r)$ ассоциируется с напряжённостью электрического или магнитного поля вдоль заданного направления.

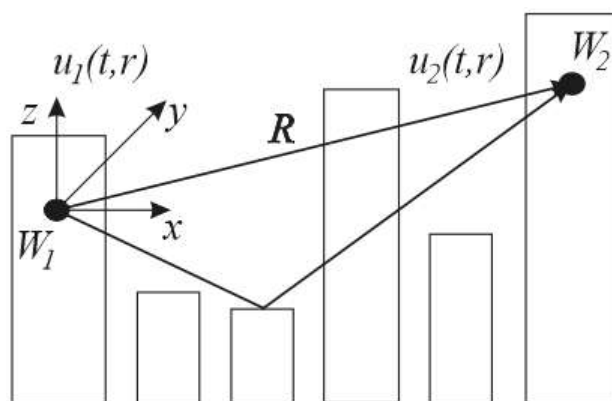


Рисунок 2.1. Расчётная схема радиоканала

В простейшем случае моделируется стационарная система с неподвижными источником и приёмником излучения и распространением сигнала в свободном пространстве. Расширение математической модели на случай препятствий достигается за счёт переменного характера проницаемости среды по расстоянию r . Расширение на случай отражения обеспечивается введением в рассмотрение дополнительного сигнала. Расширение на случай мобильной системы связи достигается за счёт перезадания огибающей амплитуды принимаемого сигнала в соответствии с Релеевским законом распределения.

2.1.2 Функциональная схема радиоканала

Функциональная схема радиоканала со встроенным видеокодеком, используемая в разработанном методе, представлена ниже (рисунок 2.2). Схема описывает процесс распространения сигнала от передающего устройства к приёмному через линию связи с учётом собственных шумов аппаратуры и внешних помех радиоканала. Математической моделью радиоканала охватываются: кодер, выходной тракт передающего устройства, линия связи, входной тракт приёмного устройства, декодер.

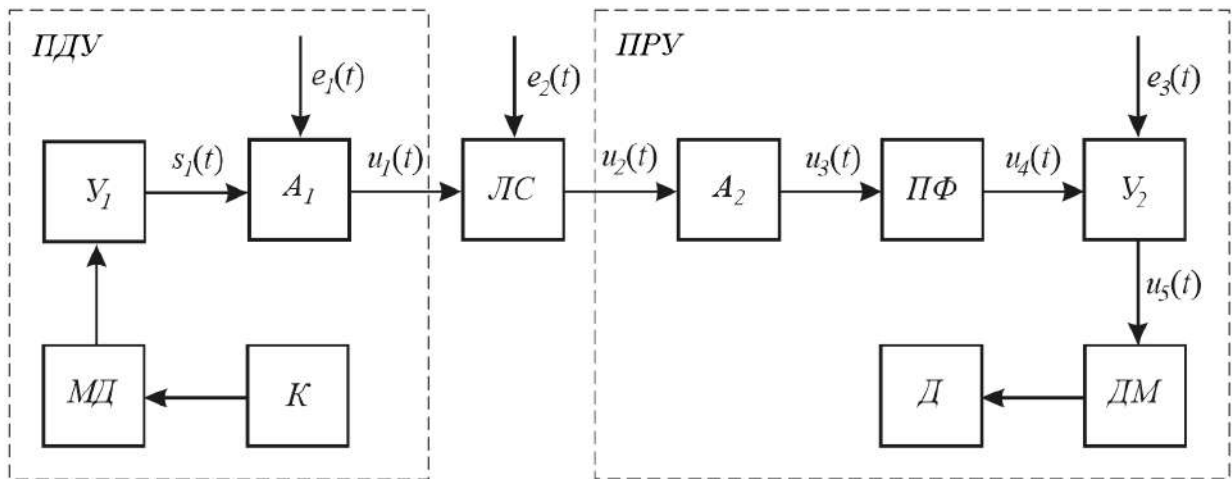


Рисунок 2.2. Функциональная схема радиоканала со встроенным видеокодеком

На схеме использованы следующие обозначения: *ПДУ* – передающее устройство; *ПРУ* – приёмное устройство; *К* – кодер; *Д* – декодер; *МД* – модулятор; *ДМ* – демодулятор; U_1, U_2 – усилители; A_1, A_2 – антенны; *ЛС* – линия связи в среде распространения; *ПФ* – полосовой фильтр; s_1 – полезный сигнал; e_1 – внутренний шум передатчика; e_2 – внешняя помеха радиоканала; e_3 – внутренний шум приёмника; u_1, \dots, u_5 – расчётные функции. Обозначения расчётных переменных, приведённых на схеме, соответствуют математической модели, изложенной далее.

2.1.3 Математическая модель радиоканала

Математическая модель радиоканала со встроенным видеокодеком состоит из 6-ти основных частей: математическая модель кодера, математическая модель распространения радиосигнала, математическая модель антенной цепи приёмного устройства, математическая модель полосового фильтра на входе приёмного устройства, математическая модель усилителя в тракте приёмного устройства, а также математическая модель декодера. В данной главе представлена часть математической модели, касающаяся непосредственно беспроводной передачи изображений по радиоканалу. Решение уравнения в ЧП пояснено в следующей главе (глава 3). Математические модели кодера и декодера вынесены в отдельную главу (глава 4).

Математическая модель распространения сигнала представляет собой неоднородное дифференциальное уравнение в частных производных [72,73] второго порядка с переменными коэффициентами и произвольной правой частью:

$$\begin{aligned} q_1 \frac{\partial^2 u_2(t,r)}{\partial t^2} + q_2 \frac{\partial^2 u_2(t,r)}{\partial r^2} + q_3 \frac{\partial u_2(t,r)}{\partial r} &= u_1(t,r), \\ u_1(t,r), u_2(t,r) &\in \mathbb{C}, \\ q_1 = -1, \quad q_2 = v^2, \quad q_3 = \mu v^2, \quad q_1, q_2, q_3 &\in \mathbb{R}, \\ t \in [0, T], \quad r \in [0, R], \quad t, r &\in \mathbb{R}, \quad T, R \in \mathbb{R}, \end{aligned} \quad (2.1)$$

с возмущающим воздействием:

$$u_1(t, 0) = k_1 (s_1(t) + e_1(t)), \quad (2.2)$$

выражениями коэффициентов:

$$q_1 = -1, \quad q_2 = v^2, \quad q_3 = \mu v^2, \quad (2.3)$$

коррекцией по уровню:

$$u_2(t, L) = k_2 (a_1 r^3 + a_2 r^2 + a_3 r + a_4) u_2(t, L), \quad (2.4)$$

начальными условиями:

$$u_2(0,r)=0, \quad \frac{\partial u_2(0,r)}{\partial t}=0, \quad r \in (0,R], \quad (2.5)$$

и краевыми условиями:

$$u_2(t,0)=\eta_1 u_1(t,0), \quad \frac{\partial u_2(t,0)}{\partial t}=\eta_2 \frac{\partial u_1(t,0)}{\partial t}, \quad (2.6)$$

где: $u_1(t,r)$ – функция возмущения на передающей антенне; $u_2(t,r)$ – искомая функция распространения, описывающая реакцию на это возмущение; q_1, q_2, q_3 – коэффициенты уравнения; t – время; r – расстояние; μ – коэффициент проницаемости среды; v – скорость распространения радиосигнала; L – координата установки приёмной антенны; R – максимальное расстояние передачи; k_1 – коэффициент связи передатчика; k_2 – коэффициент поправки по частоте; a_1, \dots, a_4 – коэффициенты аппроксимации кривой затухания; η_1, η_2 – коэффициенты краевых условий.

Математическая модель антенной цепи приёмного устройства представлена линейным алгебраическим уравнением вида:

$$u_3(t) = k_3 (u_2(t, L) + e_2(t)), \quad (2.7)$$

где: $u_2(t, L)$ – вход антенной цепи; $u_3(t)$ – выход антенной цепи (вход фильтра); $e_2(t)$ – внешняя помеха радиоканала; k_3 – коэффициент связи.

Математическая модель полосового фильтра на входе приёмного устройства построена на основе преобразования Фурье с коррекцией спектра по заранее заданным АЧХ и ФЧХ фильтра:

$$u_4(t) = k_4 \cdot F^{-1} (F(u_3(t)), A(\omega), \varphi(\omega)), \quad (2.8)$$

где: F – прямое преобразование Фурье; F^{-1} – обратное преобразование Фурье; $u_3(t)$ – вход фильтра; $u_4(t)$ – выход фильтра; $A(\omega)$ – АЧХ фильтра; $\varphi(\omega)$ – ФЧХ фильтра; k_4 – коэффициент ослабления фильтра.

Математическая модель усилителя приёмного устройства представлена линейным алгебраическим уравнением вида:

$$u_5(t) = k_5(u_4(t) + e_3(t)), \quad (2.9)$$

где: $u_4(t)$ – вход усилителя; $u_5(t)$ – выход усилителя; $e_3(t)$ – собственный шум приёмника; k_5 – коэффициент усиления. Обозначения переменных соответствуют функциональной схеме радиоканала.

2.1.4 Таблица учёта влияющих факторов

Таблица учёта основных факторов, влияющих на качество беспроводной передачи изображений, представлена ниже (таблица 2.1). Далее раскроем подробнее способы учёта факторов в рамках предложенной математической модели, а затем перейдём к изложению метода проектирования радиоканала.

Таблица 2.1 – Таблица учёта основных факторов, влияющих на качество беспроводной передачи цифровых видеоизображений, и способы их учёта в разработанной математической модели радиоканала

Фактор	Способ учёта
Фактор компрессии изображений	Возмущающее воздействие $u_1(t,r)$
Тип модуляции сигнала	Произвольность возмущения $u_1(t,r)$
Мощность передатчика	Уровень возмущения $u_1(t,r)$
Коэффициент связи передатчика	Включён в составе $u_1(t,r)$
Коэффициент связи приёмника	Включён в состав $u_3(t)$
Несущая частота сигнала	Наличие коэффициента поправки k_2
Расстояние передачи	Переменное значение r
Затухание сигнала в пространстве	Наличие слагаемого с q_3
Факторы свойств среды	Изменение значения q_3
Уровень шумов и помех	Наличие переменных $e_n(t)$
Спектр шумов и помех	Наличие фильтра с выходом $u_4(t)$
Наличие препятствий	Переменный характер $q_3(r)$
Отражение сигнала	Введение доп. сигнала $s_2(t)$
Многолучевое распространение	Перезадание амплитуды для $s_1(t)$

2.2 Учёт уровней сигналов, шумов и помех

В данном подразделе описаны способы учёта факторов, связанных с уровнем и формой полезного сигнала, а также с уровнем и формой собственных шумов аппаратуры и внешних помех линии связи в рамках предложенной математической модели радиоканала [48–54]. Форма сигнала определяется типом его модуляции. Форма шумов и помех определяется законом распределения по уровню и спектральной плотностью мощности.

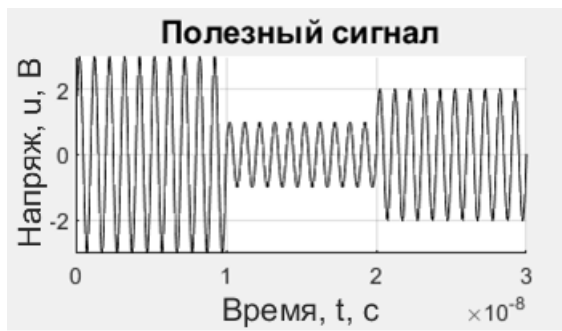
2.2.1 Учёт типа модуляции сигнала

Благодаря произвольности возмущения $u_1(t,r)$ в правой части уравнения в ЧП, математической моделью радиоканала охвачены все основные типы цифровой модуляции сигнала, причём как по типу дискретности (аналоговая, цифровая), так и по и по типу модулируемого параметра (амплитудная, частотная, фазовая). В разработанной математической модели полезный сигнал $s_1(t)$ входит в состав возмущения $u_1(t,r)$ на передающей антенне:

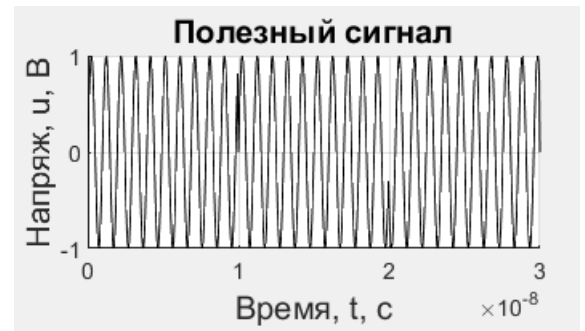
$$u_1(t,0) = k_1 (s_1(t) + e_1(t)), \quad (2.10)$$

где: $s_1(t)$ – полезный сигнал. При задании полезного сигнала учитывается значение коэффициента связи антенной цепи передатчика k_1 .

Для получения сигнала с различными типами цифровой модуляции зависимость $s_1(t)$ задаётся в виде составной функции со скачкообразным изменением модулируемого параметра на некотором множестве временных отрезков. В зависимости от типа модуляции варьируемыми параметрами являются амплитуда, частота, фаза или сразу несколько параметров гармонического сигнала (рисунок 2.3).



а)



б)

Рисунок 2.3. Пример задания сигналов с различными типами цифровой модуляции в разработанной математической модели радиоканала:

а) – АМ сигнал; б) – ЧМ сигнал

Таким образом, произвольность возмущения $u_I(t,r)$ в правой части уравнения в ЧП даёт возможность учесть как простейшие типы цифровой модуляции с одним модулируемым параметром, так и сложные типы модуляции с двумя и более варьируемыми параметрами. Вследствие произвольности форма полезного сигнала может быть любой.

2.2.2 Учёт уровней шумов и помех

Благодаря произвольности возмущения $u_I(t,r)$ в правой части уравнения в ЧП, математической моделью радиоканала охвачены также все распространённые типы шумов и помех, причём как по спектру (белый, серый), так и по распределению амплитуды (Гауссовский, Пуассоновский). В разработанной математической модели шум передатчика $e_1(t)$ входит в состав возмущения $u_I(t,r)$, внешняя помеха радиоканала добавляется на вход антенной цепи $u_3(t)$, а собственный шум приёмника добавляется на выходе первого каскада усиления:

$$u_1(t,0) = k_1(s_1(t) + e_1(t)), \quad (2.11)$$

$$u_3(t) = k_3(u_2(t,L) + e_2(t)), \quad (2.12)$$

$$u_5(t) = k_5(u_4(t) + e_3(t)), \quad (2.13)$$

где: $e_1(t)$ – собственный шум передатчика; $e_2(t)$ – внешняя помеха радиоканала; $e_3(t)$ – собственный шум приёмника. При задании шума передатчика $e_1(t)$ учитывается значение коэффициента связи антенной цепи передатчика k_1 . При задании помех радиоканала $e_2(t)$ учитывается коэффициент связи антенной цепи приёмника k_3 . При задании шума приёмника $e_3(t)$ учитывается коэффициент первого каскада усиления приёмника k_5 .

Благодаря произвольности $u_1(t,r)$ различные типы шумов и помех могут комбинироваться друг с другом по принципу суперпозиции. Например, комбинация белого Гауссовского и белого Пуассоновского шумов наиболее достоверно описывает работу передающего устройства (рисунок 2.4), поскольку модель *БГ* шума учитывает тепловые шумы, а модель *БП* шума отвечает за дробовые шумы аппаратуры.

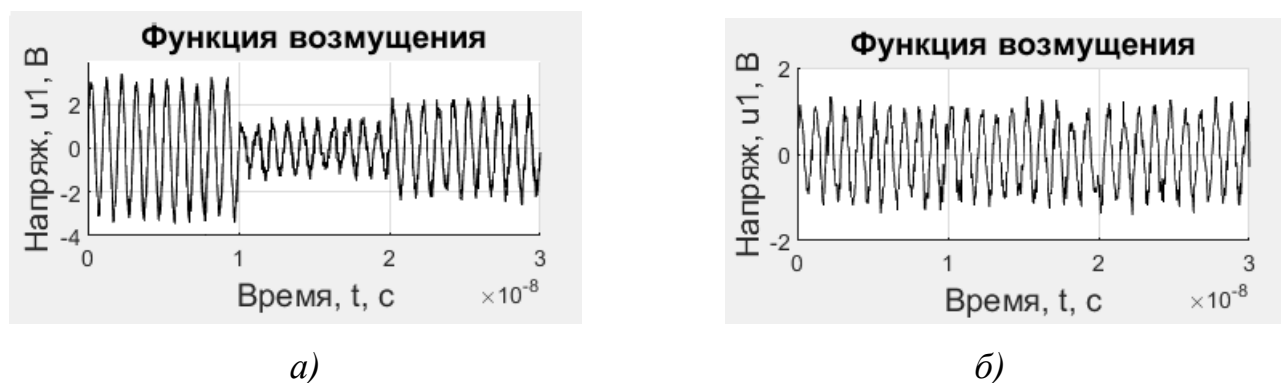


Рисунок 2.4. Пример добавления *БГ* и *БП* шумов на выходе передающего устройства для сигналов с различными типами цифровой модуляции в разработанной математической модели радиоканала:

а) – для *АМ* сигнала; б) – для *ЧМ* сигнала

Аналогичным образом в разработанной математической модели можно комбинировать любой тип модуляции сигнала с любым типом шумов. Форма результирующего возмущения $u_1(t,r)$ в точке передачи может быть любой. При этом затухание сигналов и шумов в пространстве обеспечивается наличием в уравнении в *ЧП* слагаемого с первой производной по координате r , а свойства среды распространения регулируются с помощью коэффициентов уравнения.

2.3 Учёт спектров шумов и помех

Данный подраздел посвящён учёту фактора спектров шумов и помех [55–59]. В предложенной математической модели радиоканала спектры шумов и помех учитываются за счёт модели полосового фильтра, имитирующего реальный кварцевый фильтр на входе приёмного устройства. Фильтр построен на основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ-фильтр) с избирательным подавлением гармоник в соответствии с заранее заданными АЧХ и ФЧХ. Требуемые АЧХ и ФЧХ фильтра обеспечиваются за счёт коррекции амплитуд и фаз коэффициентов прямого преобразования Фурье.

2.3.1 Математическая модель полосового фильтра

Алгоритм работы фильтра организован на основе аппроксимации входной функции фильтра тригонометрическим рядом Фурье с наложением АЧХ и ФЧХ в формуле обратного преобразования. Функция АЧХ обозначена как $A(\omega)$ и учтена как множитель при коэффициентах преобразования. Функция ФЧХ обозначена как $\varphi(\omega)$ и учтена как дополнительное слагаемое в тригонометрических функциях синуса и косинуса. Входная функция фильтра выглядит следующим образом:

$$y(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{K-1} (a_k \cos(\omega kt) + b_k \sin(\omega kt)), \quad u_3(t) \in \mathbb{R}. \quad (2.14)$$

Коэффициенты прямого преобразования:

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cos(\omega kt) dt, \quad a_k \in \mathbb{R}, \\ b_k &= \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \sin(\omega kt) dt, \quad b_k \in \mathbb{R}. \end{aligned} \quad (2.15)$$

Формулы АЧХ и ФЧХ:

$$A(\omega) = f_1(\omega), \quad \varphi(\omega) = f_2(\omega). \quad (2.16)$$

Выходная функция фильтра:

$$y(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{K-1} (A(\omega) a_k \cos(\omega kt + \varphi(\omega)) + A(\omega) b_k \sin(\omega kt + \varphi(\omega))), \quad (2.17)$$

где: $x(t)$ – вход фильтра; $y(t)$ – выход фильтра; a_k, b_k – коэффициенты преобразования; $A(\omega), \varphi(\omega)$ – требуемые АЧХ и ФЧХ фильтра.

Таким образом, входной сигнал $x(t)$ представляется тригонометрическим рядом Фурье. Далее к нему применяется прямое преобразование Фурье и находятся коэффициенты a_k, b_k . После этого выполняется обратное преобразование Фурье с коррекцией амплитуд и фаз гармоник в соответствии с заданными АЧХ и ФЧХ. В результате на выходе появляется сигнал $y(t)$, амплитуды и фазы гармоник которого подчиняются законам $A(\omega)$ и $\varphi(\omega)$. В итоговой версии математической модели фильтрация применяется только к помехе $e_2(t)$. Сигнал $s(t)$ пропускается на выход фильтра без изменений.

2.3.2 Задание характеристик фильтра

Математические выражения требуемых АЧХ и ФЧХ представляются составными функциями частоты, задаваемой через индексы гармоник. При этом АЧХ предполагается симметричной, а ФЧХ – антисимметричной:

$$A(\omega) = \begin{cases} A_0, & k = R, \\ A_1, & k = R \pm 1, \\ A_2, & k = R \pm 2, \\ A_3, & k \notin [R-2, R+2], \end{cases} \quad \varphi(\omega) = \begin{cases} \varphi_0, & k = R, \\ \varphi_1, & k = R-1, \quad -\varphi_1, & k = R+1, \\ \varphi_2, & k = R-2, \quad -\varphi_2, & k = R+2, \\ \varphi_3, & k \in [1, R-3], \quad -\varphi_3, & k \in [R+3, K], \end{cases} \quad (2.18)$$

где: R – индекс резонансной гармоники в преобразовании Фурье; A_1, A_2, A_3, A_4 – опорные значения амплитуд; $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$ – опорные значения фаз; k – индекс гармоник.

Функции АЧХ и ФЧХ задаются в виде массивов. Для полосового фильтра значения A_0 и φ_0 отражают амплитуду и фазу на частоте резонанса R (рисунок 2.5). Амплитуда $A(\omega)$ достигает максимума на частоте резонансной гармоники, а при движении к краям частотного диапазона затухает. Индекс резонансной гармоники R назначается с учётом требуемой добротности фильтра, временем моделирования, несущей частотой, количеством временных узлов и количеством гармоник в преобразовании Фурье.

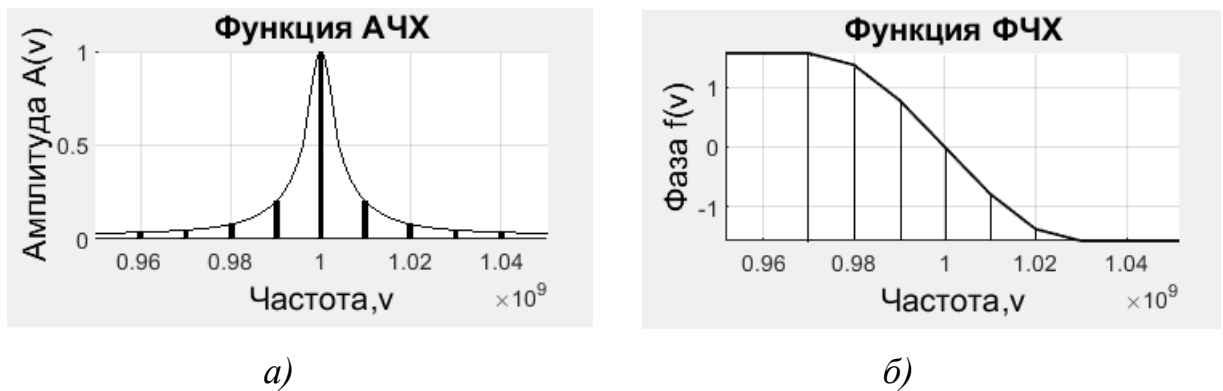


Рисунок 2.5. Пояснение к заданию характеристик ДПФ-фильтра:

а) – к заданию АЧХ; б) – к заданию ФЧХ;

Адаптация модели под конкретный тип фильтра, а также регулирование крутизны АЧХ и фазовых сдвигов ФЧХ, обеспечивается за счёт задания векторов опорных значений векторов \bar{A} и $\bar{\varphi}$. Характеристики $A(\omega)$ и $\varphi(\omega)$, а также векторы \bar{A} и $\bar{\varphi}$ для разных типов фильтров различаются. Векторы опорных значений амплитуд и фаз для модели кварцевого фильтра выглядят следующим образом:

$$\bar{A}_1 = (1, 0.11, 0.01, 0.001), \quad \bar{\varphi}_1 = \left(0, \frac{\pi}{4}, \frac{7\pi}{16}, \frac{\pi}{2} \right). \quad (2.19)$$

Значения векторов \bar{A} и $\bar{\varphi}$ были получены путём сопоставления результатов моделирования с характеристиками реальных кварцевых фильтров, взятых за основу при проведении исследований.

2.3.3 Пример использования фильтра

Алгоритм фильтрации реализован следующим образом. Сначала к входному сигналу применяется прямое преобразование Фурье. Затем к полученным коэффициентам преобразования Фурье (гармоникам) применяется обратное преобразование Фурье, но уже с наложением $AЧХ$ и $\PhiЧХ$ фильтра. В результате спектр обратного преобразования подчиняется заранее заданным $AЧХ$ и $\PhiЧХ$ фильтра. Нужные гармоники пропускаются, ненужные – подавляются (рисунок 2.6).

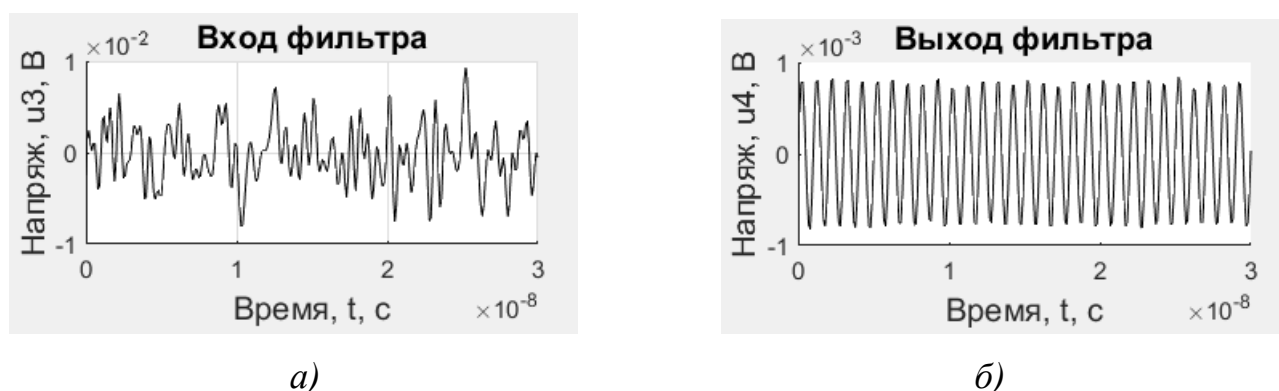


Рисунок 2.6. Пример фильтрации $БГ$ помехи на входе приёмного устройства в разработанной математической модели радиоканала:

a) – вход фильтра; *б)* – выход фильтра

В данном примере модель фильтра была настроена на $AЧХ$ и $\PhiЧХ$ полосового фильтра. Несущая частота – 1 ГГц. Ширина полосы пропускания – 20 МГц. Добротность фильтра – 50. Тип помехи – белая Гауссовская. Уровень напряжения помехи $e_2(t)$ на входе фильтра превышал уровень напряжения полезного сигнала в 10 раз.

Основными преимуществами разработанного фильтра на основе преобразования Фурье являются высокая добротность и отсутствие переходных процессов в местах изменений модулируемых параметров (амплитуд, частот и фаз), что свойственно цифровым $КИХ$ и $БИХ$ -фильтрам. Плюс к этому, функция $\PhiЧХ$ в данном фильтре может быть задана нулевой, что сохраняет форму сигналов с $ЧМ$ и $\PhiМ$ на выходе фильтра.

2.4 Учёт свойств среды распространения сигнала

В данном подразделе описывается принцип учёта состояния среды, в которой происходит распространение сигнала [60–63]. Под фактором свойств среды распространения сигнала понимается объединённое множество факторов, влияющих на электрическую и магнитную проницаемость среды, а именно: гидрометеоры (включая туман, дождь и снегопад), промышленный смог, а также температурные перепады.

2.4.1 Принцип расчёта проницаемости среды

В предложенной математической модели радиоканала за свойства среды распространения сигнала отвечают коэффициенты q_1, q_2, q_3 . В состав этих коэффициентов входят проницаемость среды μ и скорость распространения радиосигнала v . Скорость распространения радиосигнала v принимается постоянным значением. В этом случае темп затухания сигнала в пространстве определяется только коэффициентом уравнения q_3 , в состав которого входит коэффициент проницаемости среды μ :

$$q_3 = \mu v^2, \quad \mu \in \mathbb{R}, \quad v \in \mathbb{R}. \quad (2.20)$$

Проницаемость среды μ по смыслу противоположна коэффициенту затухания сигнала γ . Чем больше проницаемость среды, тем меньше коэффициент затухания и наоборот. Воздействие каждого фактора, влияющего на состояние среды, отражается на величине затухания сигнала, которая, в свою очередь, зависит от проницаемости среды μ . Таким образом, меняя проводимость среды μ , мы, регулируем скорость затухания сигнала по оси координаты r , и, тем самым, учитываем влияющий фактор.

Задача учёта множества факторов, влияющих на состояние среды распространения сигнала, сводится к нахождению итогового значения коэффициента проницаемости среды μ путём расчёта приращений $\Delta\mu$ от каждого отдельно взятого фактора. Проницаемость среды под воздействием множества факторов вычисляется по формуле:

$$\mu = \mu_0 + \sum_{n=1}^N (\Delta\mu_n), \quad \mu \in \mathbb{R}, \quad n \in \mathbb{N}, \quad (2.21)$$

со вкладом отдельно взятого фактора:

$$\Delta\mu_n = \mu'(L)\Delta L_n, \quad (2.22)$$

и затуханием:

$$L_n = \gamma_n r, \quad (2.23)$$

где: μ – проницаемость среды с учётом влияющих факторов; μ_0 – начальная проницаемость среды без учёта влияющих факторов; $\Delta\mu_n$ – приращение проницаемости, вызванное фактором; $\mu'(L)$ – чувствительность к затуханию; n – номер фактора; N – количество факторов; ΔL_n – полное приращение затухания, вызванное фактором на расчётном расстоянии в децибелах; γ – коэффициент затухания сигнала в децибелах на метр; R – расстояние между фазовыми центрами передающей и приёмной антенн.

Итоговая проницаемость μ рассчитывается как сумма базового значения μ_0 , соответствующего «идеальным» условиям, и приращений $\Delta\mu$ от каждого влияющего фактора. Значение μ_0 , характеризующее идеальные условия, соответствует температуре атмосферы 25°C и полному отсутствию каких-либо других факторов. Значение μ_0 , зависит от несущей частоты сигнала и подбирается предварительно. Слагаемое μ_0 присутствует в расчётной формуле всегда. Присутствие слагаемых с приращениями от факторов $\Delta\mu$ зависит от наличия или отсутствия факторов. Если ни один влияющий фактор не действует, то, в качестве μ принимается значение μ_0 , соответствующее «идеальным» условиям (отсутствие факторов).

Алгоритм вычисления вклада отдельно взятого фактора в итоговый коэффициент проницаемости среды μ состоит в следующем. По известным табличным данным берётся показатель затухания сигнала γ , соответствующий фактору (для каждого фактора свой). Далее при известном затухании сигнала, приходящемся на один метр длины, вычисляется полное приращение затухания сигнала L на расстоянии R между передающей и приёмной антеннами. Далее для рассматриваемого фактора вычисляется приращение коэффициента проницаемости $\Delta\mu$, эквивалентное ΔL на расстоянии R . После этого найденное приращение $\Delta\mu$ подставляется в общую формулу расчёта проницаемости μ .

Аналогичным образом учитывается вклад каждого фактора в итоговое значение коэффициента проницаемости среды μ . Все факторы в общем случае имеют разные коэффициенты затухания и разную интенсивность. Множественность факторов учитывается по аддитивному принципу. Вклад каждого фактора вычисляется отдельно и не зависит от воздействия других факторов.

2.4.2 Учёт влияния гидрометеоров

Под гидрометеорами понимаются атмосферные осадки, содержащие в своём составе частицы влаги [110]. В данном подразделе подробно рассмотрены такие гидрометеоры, как: туман, дождь и снегопад. Гидрометеоры включены в состав фактора свойств среды распространения сигнала, поскольку влияют на состояние атмосферы. Затухание радиосигнала в атмосферных осадках обусловлено частичным поглощением и отражением энергии электромагнитного поля сигнала. Рассмотрим влияние гидрометеоров подробнее.

Рассмотрим влияние тумана. Значение коэффициента затухания сигнала γ зависит от концентрации влаги в составе тумана и определяется водностью [62]. Под водностью понимается массовое содержание влаги в 1 м^3 воздуха (таблица 2.2). Размеры частиц тумана составляют от 1 до 10 мкм. Принцип влияния на сигнал – частичное поглощение и отражение радиоволн.

Таблица 2.2 – Коэффициент затухания радиосигнала γ
в зависимости от интенсивности тумана
для диапазона частот от 1 до 2.4 ГГц

Интенсивность тумана, I	Коэффициент затухания, γ
0.1 г/м ³ (слабый)	0.001×10^{-3} дБ/м
0.5 г/м ³ (средний)	0.007×10^{-3} дБ/м
1.5 г/м ³ (сильный)	0.020×10^{-3} дБ/м

Минимальному значимому затуханию сигнала в 0.001×10^{-3} дБ/м соответствует водность тумана 0.1 г/м³. При этом прямая оптическая видимость составляет до 1 км. Максимальному затуханию сигнала в 0.020×10^{-3} дБ/м соответствует водность тумана 1.5 г/м³. При этом прямая оптическая видимость составляет не более 50 м.

Рассмотрим влияние дождя [61,63]. Значение коэффициента затухания сигнала γ зависит от скорости выпадения осадков и определяется высотой водного столба, приходящегося на 1 м² поверхности после непрерывного выпадения осадков в течение 1 часа (таблица 2.3). Размеры частиц дождя – от 0.1 до 6 мм. Принцип влияния на сигнал – частичное поглощение и отражение радиоволн.

Таблица 2.3 – Коэффициент затухания радиосигнала γ
в зависимости от интенсивности дождя
для диапазона частот от 1 до 2.4 ГГц

Интенсивность дождя, I	Коэффициент затухания, γ
2 мм/ч (морось)	0.3×10^{-3} дБ/м
15 мм/ч (обложной)	4.2×10^{-3} дБ/м
40 мм/ч (ливень)	9.6×10^{-3} дБ/м

Минимальному значимому затуханию сигнала в 0.3×10^{-3} дБ/м соответствует скорость выпадения осадков 2 мм/ч. При этом дождь представляет собой морось с диаметром капли 0.3 мм. Максимальному затуханию сигнала в 9.6×10^{-3} дБ/м соответствует скорость выпадения осадков 40 мм/ч. При этом дождь представляет собой грозовой ливень с диаметром капли до 6 мм.

Рассмотрим влияние снегопада [63]. Значение коэффициента затухания сигнала γ зависит от скорости выпадения осадков и определяется высотой снежного покрова, приходящегося на 1 м^2 поверхности после непрерывного выпадения осадков в течение 1 часа (таблица 2.4). Размеры частиц снега составляют от 0.5 до 15 мм. Принцип влияния на сигнал – частичное поглощение и отражение радиоволн.

Таблица 2.4 – Коэффициент затухания радиосигнала γ в зависимости от интенсивности снегопада для диапазона частот от 1 до 2.4 ГГц

Интенсивность снегопада, I	Коэффициент затухания, γ
0.1 мм/ч (слабый)	0.1×10^{-3} дБ/м
1 мм/ч (средний)	0.9×10^{-3} дБ/м
4 мм/ч (сильный)	3.7×10^{-3} дБ/м

Минимальному значимому затуханию сигнала в 0.1×10^{-3} дБ/м соответствует скорость выпадения осадков 0.1 мм/ч. При этом снегопад обычно представляет собой сухой снег с диаметром снежинки до 1.5 мм. Максимальному значению затухания сигнала в 3.7×10^{-3} дБ/м соответствует скорость выпадения осадков 4 мм/ч. При этом снегопад представляет собой мокрый снег с диаметром снежинки до 15 мм.

2.4.3 Учёт влияния промышленного смога

Можно выделить 2 типа промышленного смога: активный – в виде электромагнитного загрязнения (активного излучения), и пассивный – в виде грязепылевых облаков и задымлений. Источниками активного смога являются электромагнитные излучатели. Источниками пассивного смога являются атмосферные выбросы промышленных предприятий. Активный смог в виде электромагнитного загрязнения учитывается в предложенной математической модели радиоканала как дополнительная помеха. Поэтому в данном подразделе не рассматривается.

Пассивный смог в виде грязепылевых облаков влияет на состояние среды. По этой причине в математической модели радиоканала он учитывается через задание коэффициентов уравнения q_1, q_2, q_3 . В данном случае речь идёт о пассивном промышленном смоге. Воздействие пассивного смога сводится к изменению состояния среды. Поэтому способ его учёта через коэффициент затухания γ аналогичен способу учёта всех прочих факторов, рассмотренных в данном подразделе.

Промышленный смог обычно имеет меньшую пространственную протяжённость и площадь покрытия, чем погодные явления. В предложенной модели коэффициент затухания γ принимается постоянной величиной на всей протяжённости только в том случае, если всё расстояние R между передающей и приёмной антенной покрыто смогом. В противном случае необходимо учитывать протяжённость смога по координате.

Значение коэффициента затухания сигнала γ зависит от концентрации твёрдых веществ в составе смога и определяется плотностью пылевого облака [62]. Плотность смога рассчитывается как массовое содержание твёрдых веществ в 1 м^3 воздуха (таблица 2.5). Размеры частиц пыли составляют от 1 до 10 мкм. Принцип влияния на сигнал – частичное поглощение и отражение радиоволн.

Таблица 2.5 – Коэффициент затухания радиосигнала γ в зависимости от интенсивности смога для диапазона частот от 1 до 2.4 ГГц

Интенсивность смога, I	Коэффициент затухания, γ
0.1 г/м ³ (слабый)	0.05×10^{-3} дБ/м
0.8 г/м ³ (средний)	0.15×10^{-3} дБ/м
1.5 г/м ³ (сильный)	0.30×10^{-3} дБ/м

Минимальному значимому затуханию сигнала в 0.05×10^{-3} дБ/м соответствует плотность смога 0.1 г/м^3 . При этом прямая оптическая видимость составляет до 100 м. Максимальному значению затухания сигнала в 0.30×10^{-3} дБ/м соответствует плотность смога 1.5 г/м^3 . При этом прямая оптическая видимость составляет не более 20 м.

2.4.4 Учёт влияния температурных перепадов

Температура влияет на проводимость среды путём изменения электрической и магнитной проницаемости среды на уровне микрочастиц атмосферы [60]. Значение начальной проницаемости среды μ_0 в предложенной математической модели подобрано для температуры 25°C. В общем случае температура атмосферы может колебаться как ниже, так и выше указанной отметки. Поэтому фактор температуры, в отличие от прочих рассмотренных факторов, способен как уменьшать проницаемость среды, так и увеличивать её. При увеличении температуры коэффициент затухания сигнала падает, а проницаемость среды растёт. При уменьшении температуры коэффициент затухания сигнала растёт, а проницаемость среды падает.

Значение коэффициента затухания сигнала γ зависит от состояния микрочастиц атмосферы и определяется температурой окружающей среды (таблица 2.6). Принцип влияния на сигнал – изменение электрической и магнитной проницаемости среды под воздействием температуры.

Таблица 2.6 – Коэффициент затухания радиосигнала γ в зависимости от температурных показателей для диапазона частот от 1 до 2.4 ГГц

Температура воздуха, T	Коэффициент затухания, γ
+25°C (опорное значение)	0.00×10^{-3} дБ/м
0°C	0.01×10^{-3} дБ/м
-60°C	0.04×10^{-3} дБ/м

Минимальному значимому затуханию сигнала в 0.01×10^{-3} дБ/м соответствует температура воздуха 0°C. Максимальному значению затухания сигнала в 0.04×10^{-3} дБ/м соответствует температура воздуха -60°C. Табличные значения коэффициента затухания были вычислены относительно опорной температурной отметки в +25°C.

2.4.5 Пример моделирования

В качестве примера приведём результаты моделирования по учёту влияния сильного снегопада и проливного дождя (рисунок 2.7). В данном случае показан фрагмент сигнала без наложения шумов и помех. Интенсивность осадков в обоих случаях принята максимальной. Расчётное расстояние – 500 м. Несущая частота – 1 ГГц. Исходные уровни сигнала без наложения гидрометеоров обозначены серым цветом. Уровни сигнала с наложением гидрометеоров обозначены чёрным цветом.

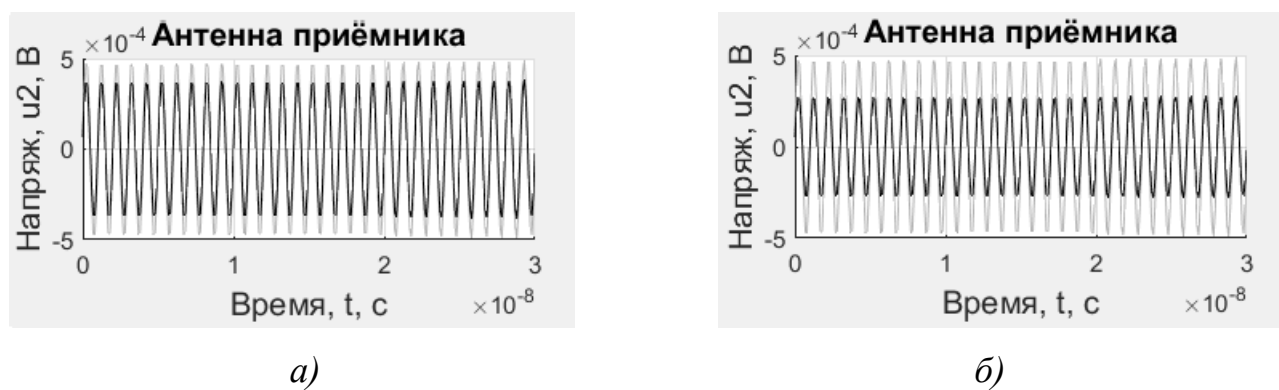


Рисунок 2.7. Пример учёта влияния гидрометеоров различных типов на проницаемость среды и величину затухания полезного сигнала в разработанной математической модели радиоканала:

а) – сильный снегопад; *б)* – проливной дождь

В данном случае затухания сигнала по уровню напряжения составили -1.9 дБ и -4.8 дБ соответственно. Данные моделирования подтверждают, что наибольшее влияние на затухание сигнала среди всех рассмотренных гидрометеоров оказывает дождь, наименьшее – туман. Влияние фактора гидрометеоров становится критичным при значительном увеличении расстояния передачи.

2.5 Учёт наличия препятствий и отражений

В данном подразделе описываются способы учёта факторов, связанных с траекторными особенностями трассы радиосигнала [64, 65], включая наличие возможных препятствий на пути распространения сигнала, отражения сигнала от объектов сцена, а также многолучевое распространение сигнала, свойственное мобильным системам связи.

2.5.1 Учёт наличия препятствий

Наличие препятствий на пути распространения сигнала учитывается за счёт переменного характера коэффициента q_3 , в состав которого входит коэффициент проницаемости среды μ . Уравнение в ЧП приобретает статус уравнения с переменными коэффициентами. Конфигурация трассы характеризуется функцией проницаемости $\mu(r)$, зависящей от расстояния r . Координатным отметкам, соответствующим свободному пространству, назначаются большие значения $\mu(r)$. Координатным отметкам, соответствующим препятствиям, назначаются малые значения $\mu(r)$. Математическая модель коэффициента q_3 с учётом фактора препятствий записывается в виде:

$$q_3(r) = \mu(r)v^2, \quad \mu(r) \in \mathbb{R}, \quad (2.24)$$

где: $\mu(r)$ – коэффициент проницаемости среды, зависящий от расстояния r . Препятствия «расставляются» на трассе до прогона математической модели. Каждому препятствию назначается своё значение $\mu(r)$ в зависимости от типа материала и толщины препятствия.

В случае препятствий, как и в случае учёта факторов среды, затухание сигнала регулируется через изменение проводимости среды μ . Однако здесь для описания процесса затухания уже не подходит линейная зависимость μ и γ ,

поскольку препятствия обладают очень низкими значениями проницаемости и могут вызывать ослабление сигнала сразу на 20 дБ и более. Например, затухание сигнала при прохождении через бетонную стену толщиной 20 см составляет 16.2 дБ (рисунок 2.8).

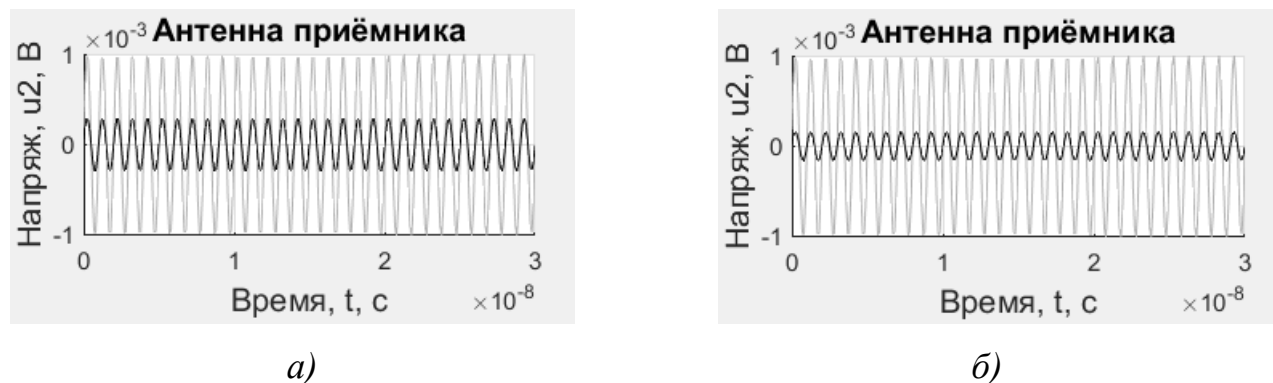


Рисунок 2.8. Пример учёта влияния препятствий различных типов на проницаемость среды и величину затухания полезного сигнала в разработанной математической модели радиоканала:

а) – деревянная стена; б) – бетонная стена

По этой причине значения проницаемости μ препятствий подбираются путём моделирования. В ходе исследований были составлены таблицы соответствия μ и γ для основных строительных материалов, включая дерево, кирпич и бетон (таблица 2.7). Толщина отдельного препятствия в виде стены регулируется в пределах от 0.1 до 0.3 м.

Таблица 2.7 – Зависимость между μ и γ для различных материалов при опорной толщине препятствия 0.2 м в диапазоне частот от 1 до 2.4 ГГц

Коэффициент проницаемости, μ	Коэффициент затухания, γ
194 (толщина 0.2 м)	42 дБ/м (дерево)
125 (толщина 0.2 м)	54 дБ/м (кирпич)
62 (толщина 0.2 м)	81 дБ/м (бетон)

По умолчанию считается, что каждое препятствие имеет толщину 0.2 м. Препятствие с толщиной, отличной от опорного значения в 0.2 м задаётся в математической модели путём пропорционального изменения базового значения коэффициента проницаемости μ по линейному закону.

Схема расстановки препятствий рассматривается как схема с сосредоточенными параметрами. Препятствия в математической модели «расставляются» по точечному принципу на расстояниях, кратных Δr . Толщина препятствия не учитывается координатным шагом Δr , поскольку Δr обычно составляет несколько единиц или десятков метров.

Сложное препятствие в виде жилого здания или промышленного сооружения учитывается по составному принципу. Значение проводимости μ составного препятствия рассчитывается как $N^{3/2}$, где N – количество стен составного препятствия.

2.5.2 Учёт наличия отражений

Под фактором отражения в данном случае понимается схема двухлучевого распространения сигнала с наличием одного ярко выраженного отражающего объекта [66]. В такой схеме на входе приёмного устройства рассматривается два луча – прямой и отражённый. Пример отражающего объекта в задаче о транспортных потоках – металлическая крыша автомобиля.

В предложенной математической модели отражение сигнала учитывается по схеме двухлучевого распространения. Для учёта отражения сигнала $s_1(t)$ в дополнение к сигналу $s_1(t)$ вводится дополнительный сигнал $s_2(t)$, когерентный $s_1(t)$ и смещённый относительно него по фазе на величину $\Delta\varphi$. Сигнал $s_2(t)$ является ослабленной и сдвинутой копией $s_1(t)$ и добавляется на входе приёмника. В результате итоговый сигнал антенны приёмника представляется суммой двух сигналов: прямого $s_1(t)$ и отражённого $s_2(t)$. Математическая модель входной функции $u_3(t)$ приёмного устройства с учётом отражённого сигнала описывается линейным алгебраическим уравнением вида:

$$u_3(t) = k_3 (u_2(t, L) + s_2(t) + e_2(t)), \quad (2.25)$$

с отражённым сигналом:

$$s_2(t) = \rho \cdot u_2(t, L, \Delta\varphi), \quad \rho \in [0, 1], \quad (2.26)$$

где: $s_2(t)$ – отражённый сигнал; ρ – коэффициент уровня; $\Delta\varphi$ – смещение по фазе. Коэффициент уровня ρ учитывает расстояние передачи, свойства среды, длину траектории отражённого сигнала и свойства отражающей поверхности.

В рамках предложенной математической модели $s_2(t)$ трактуется как полезный сигнал, однако в зависимости от смещения $\Delta\varphi$ в точке приёма, он может вести себя и как сигнал, и как помеха (рисунок 2.9). На приведённом рисунке показаны 2 граничных случая: наиболее благоприятный, когда отражённый сигнал приходит в синфазе со смещением, кратным 2π , и наиболее неблагоприятный, когда отражённый сигнал приходит в противофазе со смещением, кратным π .

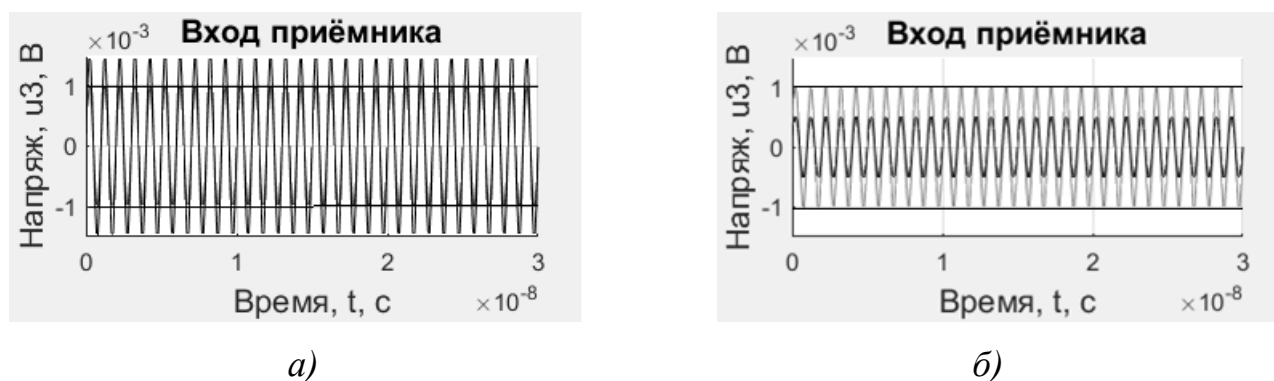


Рисунок 2.9. Пример учёта отражения полезного сигнала $s_1(t)$ для различных фазовых сдвигов $\Delta\varphi$ отражённого сигнала $s_2(t)$ в разработанной математической модели радиоканала:

а) – сдвиг фазы 2π ; б) – сдвиг фазы π

В первом случае отношение сигнал-шум на входе приёмного устройства достигает максимума. Во втором случае отношение сигнал-шум на входе приёмного устройства достигает минимума. Остальные смещения фаз приводят к промежуточным значениям отношения сигнал-шум.

2.5.3 Многолучевое распространение

Под фактором многолучевого распространения понимается наличие множества копий сигнала в точке приёма, возникающих вследствие многочисленных отражений сигнала [67–71]. В задаче о транспортных потоках сама система мониторинга предполагается стационарной, однако в зависимости от расположения передающей и приёмной антенн, эффект многолучевого распространения сигнала может быть вызван динамикой движения транспортного потока. Данный эффект может быть особенно заметен при низкой высоте расположения передающей и приёмной антенн.

В предложенной математической модели многолучевое распространение сигнала учитывается за счёт изменения огибающей амплитуды принимаемого сигнала по Релеевскому закону. Поправка на многолучевое распределение вводится на входе приёмного устройства. Математическая модель входной функции $u_3(t)$ приёмного устройства с учётом многолучевого распространения описывается линейным алгебраическим уравнением вида:

$$u_3(t) = k_3 (A(t)u_2(t, L) + e_2(t)), \quad (2.27)$$

с Релеевским распределением огибающей амплитуды:

$$P(A) = \frac{A}{s^2} e^{-\frac{A}{2s^2}}, \quad (2.28)$$

где: $A(t)$ – огибающая амплитуды; s – параметр масштаба. При такой конфигурации математической модели источник и приёмник полезного сигнала предполагаются подвижными (мобильными). Для обеспечения плавности переходов огибающей амплитуды в разработанной математической модели использовалась сплайн-интерполяция $A(t)$ полиномами 3-го порядка. Темп изменения $A(t)$ регулировался количеством узлов аппроксимации.

Интерференционная картина в точке приёма, возникающая вследствие движения и многократных отражений сигнала, постоянно меняется, и в фиксированный момент времени может как усилить, так и ослабить результирующий сигнал в точке приёма (рисунок 2.10).

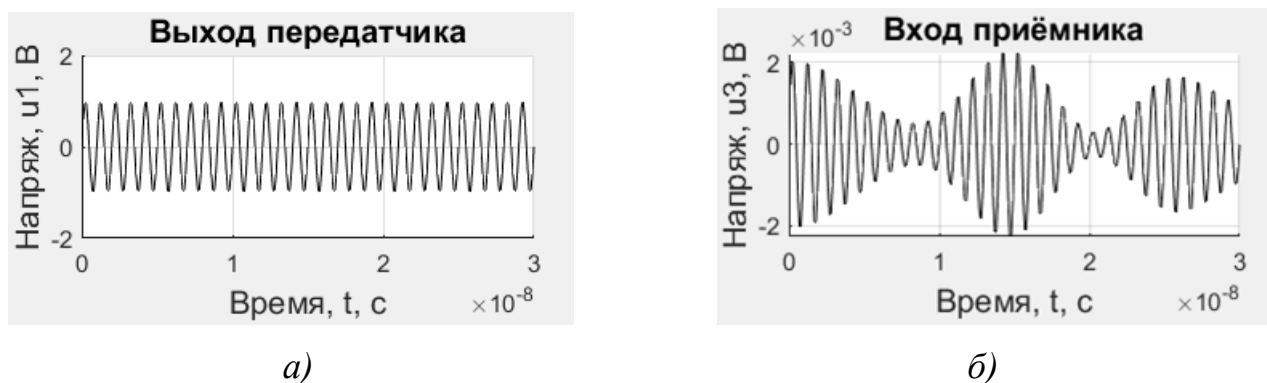


Рисунок 2.10. Пример учёта многолучевого распространения сигнала в разработанной математической модели радиоканала:
а) – сигнал на выходе передатчика; б) – тот же сигнал на входе приёмника

В данном случае показан принцип многолучевого распространения простейшего гармонического сигнала с фиксированными амплитудой, частотой и фазой. Наложение шумов и помех отсутствует. Темп изменения огибающей ускорен в целях наглядности. В реальных условиях период изменения огибающей амплитуды измеряется в миллисекундах или микросекундах.

2.6 Разработка метода проектирования радиоканала

В данном подразделе на основе постановки и решения задачи оптимизации разработан метод проектирования радиоканала со встроенным видеокodeком, направленный на повышение качества беспроводной передачи цифровых видеоизображений. Метод позволил учесть следующие критерии эффективности радиоканала: мощность передатчика, пропускная способность радиоканала, вероятность битовой ошибки, отношение сигнал-шум на входе и в тракте приёмного устройства, а также коэффициент компрессии и качество декодируемых изображений.

2.6.1 Задание входных параметров

Перечень входных параметров моделирования радиоканала представлен ниже (таблицы 2.8–2.16). К основным параметрам моделирования относятся параметры времени и расстояния, параметры дискретизации математической модели, а также количество гармоник для аппроксимации решения уравнения в ЧП. Коэффициенты поправки и усиления зависят от несущей частоты сигнала, а также от особенностей трактов передающего и приёмного устройств. С помощью коэффициентов уравнения в ЧП регулируются свойства среды распространения сигнала. В данных коэффициентах содержатся параметры скорости распространения сигнала и проницаемости среды. Коэффициенты аппроксимации кривой затухания необходимы для приближения траектории этой кривой к её истинным значениям в зависимости от несущей частоты и расстояния передачи. В предложенной модели используется полиномиальная аппроксимация кривой затухания.

Таблица 2.8 – Основные параметры моделирования радиоканала

Параметр	Обозначение
Время моделирования	T
Максимальное расстояние	R
Пробное расстояние	L
Количество узлов по времени	N
Количество узлов по координате	I
Количество коэффициентов Фурье	K

Таблица 2.9 – Поправочные коэффициенты и коэффициенты усиления

Коэффициент	Обозначение
Коэффициент связи передатчика	k_1
Коэффициент поправки в ближн. зоне	k_2
Коэффициент связи приёмника	k_3
Коэффициент ослабления фильтра	k_4
Коэффициент первого каскада приёмн.	k_5

Таблица 2.10 – Коэффициенты уравнения в ЧП,
задающие свойства среды

Коэффициент	Обозначение
Коэффициент при 2-й произв. по t	q_1
Коэффициент при 2-й произв. по r	q_2
Коэффициент при 1-й произв. по r	q_3

Таблица 2.11 – Коэффициенты аппроксимации
кривой затухания сигнала

Коэффициент	Обозначение
Коэффициент при r^4	a_1
Коэффициент при r^2	a_2
Коэффициент при r^1	a_3
Коэффициент при r^0	a_4

Таблица 2.12 – Параметры полезного сигнала
с цифровой модуляцией

Коэффициент	Обозначение
Амплитуды	A_n
Частоты	ω_n
Фазы	φ_n

Таблица 2.13 – Параметры шумов и помех

Коэффициент	Обозначение
Уровни	A_k
Спектры	S_k

Таблица 2.14 – Параметры полосового фильтра

Коэффициент	Обозначение
Функция АЧХ	$A(\omega)$
Функция ФЧХ	$\varphi(\omega)$

Таблица 2.15 – Параметры видеокодека

Коэффициент	Обозначение
Коэффициенты квантования	k_1, k_2
Весовые коэффициенты	c_1, c_2
Коэффициент фильтра	a
Коэффициент усиления	k

Таблица 2.16 – Весовые коэффициенты критериев оптимизации

Критерий	Коэффициент
Мощность передающего устройства	c_1
Пропускная способность радиоканала	c_2
Вероятность битовой ошибки	c_3
Отношение сигнал-шум	c_4
Коэффициент компрессии	c_5
Отклонение сигнала изображения	c_6

Сигналы с цифровой модуляцией задаются с помощью составных функций. Полный сигнал содержит несколько временных отрезков с различными амплитудами, частотами и фазами в зависимости от типа модуляции. Рекомендуемое количество отрезков – от 3 до 5. Минимальное число гармоник на одном отрезке – 20. Для формирования шумов и помех используется две характеристики – уровень и спектр. Полосовой фильтр на входе приёмного устройства характеризуется АЧХ и ФЧХ фильтра. Указанные характеристики назначаются в соответствии с шириной полосы радиоканала. Настраиваемые параметрами видеокодека задаются одинаковыми в кодере и декодере. Весовые коэффициенты видеокодека определяют перераспределение приоритетов между коэффициентом компрессии и качеством декодируемых изображений. Весовые коэффициенты критериев оптимизации радиоканала необходимы для использования в составе целевой функции в рамках решения задачи параметрической оптимизации радиоканала.

2.6.2 Задание целевой функции

Задача повышения качества беспроводной передачи цифровых видеоизображений рассматривается в предложенном методе как многокритериальная задача оптимизации радиоканала с перераспределением ресурсов в пользу повышения показателей помехоустойчивости и качества декодируемых изображений. Математическая модель целевой функции для решения задачи оптимизации радиоканала представляется линейным алгебраическим уравнением вида:

$$F = -c_1Y_1 + c_2Y_2 - c_3Y_3 + c_4Y_4 + c_5Y_5 - c_6Y_6, \quad F \rightarrow \max, \quad \sum_{n=1}^N c_n = 1, \quad (2.29)$$

с множеством варьируемых параметров:

$$X = \{X_1, X_2, \dots, X_4\}, \quad (2.30)$$

множеством критериев эффективности:

$$Y = \{Y_1, Y_2, \dots, Y_6\}, \quad (2.31)$$

и совокупностью ограничений:

$$X_m \in [X_{m,\min}, X_{m,\max}], \quad Y_n \in [Y_{n,\min}, Y_{n,\max}], \quad (2.32)$$

где: F – целевая функция; c_1, \dots, c_6 – весовые коэффициенты; X – множество варьируемых параметров; X_1 – тип модуляции сигнала; X_2 – уровень сигнала на выходе передатчика; X_3 – ширина полосы радиоканала; X_4 – множество настроек видеокодека; Y – множество критериев качества радиоканала; Y_1 – средняя мощность передатчика; Y_2 – пропускная способность радиоканала; Y_3 – величина битовой ошибки; Y_4 – отношение сигнал-шум в тракте приёмного устройства; Y_5 – коэффициент компрессии видеоизображений; Y_6 – среднее абсолютное отклонение сигналов кодируемого и декодируемого изображений. Значения элементов множества X – абсолютные. Значения элементов множества Y – относительные.

Задача оптимизации радиоканала трактуется следующим образом. Есть некоторое множество варьируемых параметров X и некоторое множество критериев эффективности радиоканала Y , зависящих от этих критериев. Требуется найти сочетание варьируемых параметров X , доставляющие максимум целевой функции F на множестве критериев эффективности Y с учётом весовых коэффициентов.

Повышение мощности передатчиков TXP , а также увеличение показателей вероятности битовой ошибки BER и рассогласования изображений MAE является нежелательным. Поэтому слагаемые с критериями Y_1, Y_3, Y_6 взяты с отрицательным знаком. Повышение пропускной способности радиоканала, а также увеличение показателей отношения сигнал-шум SNR и коэффициента компрессии CF является желательным. Поэтому слагаемые с критериями Y_2, Y_4, Y_5 взяты с положительным знаком.

Для повышения показателей помехоустойчивости радиоканала и качества декодируемых изображений приоритет отдаётся слагаемым с критериями величины битовой ошибки Y_3 и сохранения качества декодируемых изображений Y_6 . Это достигается за счёт увеличения значений соответствующих весовых коэффициентов c_3, c_6 . Таким образом, в процессе расчёта и проектирования радиоканала достигается перераспределение приоритетов в пользу повышения качества беспроводной передачи цифровых изображений.

2.6.3 Алгоритм реализации метода

Алгоритм программной реализации предложенного метода состоит в нахождении максимума целевой функции F путём перебора возможных сочетаний значений варьируемых параметров X с учётом ограничений на варьируемые параметры и критерии эффективности (рисунок 2.11). Назначение весовых коэффициентов при критериях эффективности осуществляется внутри блока задания входных данных. Для нахождения экстремума целевой функции используется несколько циклов с различными значениями варьируемых параметров.

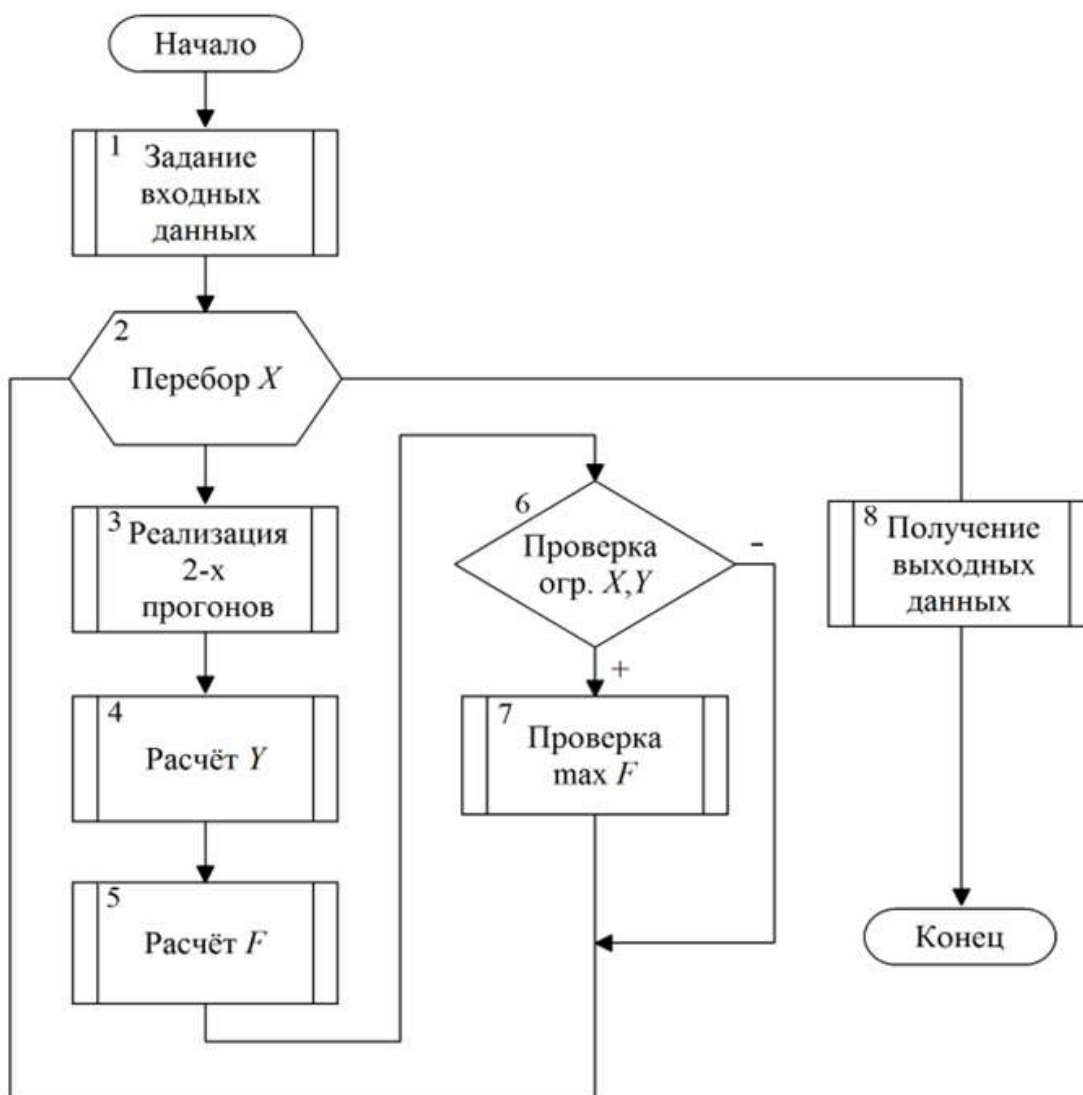


Рисунок 2.11. Алгоритм реализации метода проектирования радиоканала

Средняя мощность передающего устройства оценивается по уровню выходного сигнала в антенной цепи передатчика. Для подсчёта отношения сигнал-шум и прочих критериев качества, связанных с мощностями сигнала и шума, в каждой итерации цикла осуществляется по 2 прогона математической модели: первый прогон – при отсутствии шумов и помех, второй прогон – при отсутствии полезного сигнала. По найденным значениям мощностей сигнала и шума рассчитывается отношение сигнал-шум, а также пропускная способность радиоканала и вероятность битовой ошибки. Коэффициент компрессии изображений рассчитывается в кодере. Характеристика качества изображения *MAE* рассчитывается в декодере.

2.6.4 Получение выходных параметров

Перечень выходных параметров предложенного метода проектирования радиоканала является результатом решения задачи оптимизации и представляет собой объединённую совокупность конечных значений варьируемых параметров X и критериев эффективности радиоканала Y , полученных по результатам математического моделирования (таблицы 2.17, 2.18).

Таблица 2.17 – Перечень варьируемых параметров радиоканала с указанием обозначений в целевой функции

Критерий	Обозначение
Тип модуляции сигнала	X_1
Уровень сигнала	X_2
Ширина полосы радиоканала	X_3
Параметры видеокодека	X_4

Таблица 2.18 – Перечень критериев качества радиоканала с указанием обозначений в целевой функции

Критерий	Аббревиатура	Обозначение
Средняя мощность передатчика	TXP	Y_1
Пропускная способность	BR	Y_2
Вероятность битовой ошибки	BER	Y_3
Отношение сигнал-шум в тракте	SNR	Y_4
Коэффициент компрессии	CF	Y_5
Среднее абсолютное отклонение	MAE	Y_6

Набор полученных значений варьируемых параметров и критериев качества служит «отправной точкой» для выбора компонентного состава и схемотехнической реализации приёмных и передающих устройств, входящих в состав системы мониторинга транспортных потоков. При этом расчёт радиоканала ведётся с учётом фактора компрессии и значений параметров встроенного видеокодека.

2.6.5 Преимущества технических решений

По результатам проведённых исследований показано, что в системе беспроводного мониторинга транспортных потоков города высокое качество передаваемых изображений способствует увеличению точности автоматического распознавания автомобильных проекций и, как следствие, повышению эффективности управления транспортными потоками. Достижение данного технического эффекта стало возможным благодаря совокупности преимуществ предложенной математической модели и метода проектирования радиоканала, разработанного на её основе. Основные преимущества предложенных технических решений представлены ниже:

1. Универсальность математической модели. Математическая модель радиоканала, построенная на базе электродинамического уравнения в частных производных второго порядка, позволила совместно охватить широкий спектр влияющих факторов, в том числе: фактор компрессии, тип модуляции полезного сигнала, наличие шумов и помех, свойства среды распространения сигнала, а также наличие препятствий, отражений и многолучевой характер распространения. Близость математической модели к реальным условиям обеспечила значительное повышение точности параметрического расчёта радиоканала. Решение запатентовано.

2. Произвольность возмущения. Благодаря произвольности возмущения $u_1(t,r)$ в правой части уравнения, математической моделью радиоканала естественным образом охвачены все основные типы модуляции полезного сигнала, причём как по типу дискретности (аналоговая, цифровая), так и по и по типу модулируемого параметра (амплитудная, частотная, фазовая). Благодаря произвольности возмущения $u_1(t,r)$ в правой части уравнения, математической моделью радиоканала охвачены также все распространённые типы шумов и помех, причём как по спектру (белый, серый), так и по распределению амплитуды (Гауссовский, Пуассоновский). Решение запатентовано.

3. Многокритериальный подход. Метод проектирования радиоканала со встроенным видеокодеком, реализованный на базе предложенной математической модели, был построен на основе решения многокритериальной задачи оптимизации, в целевую функцию которой включены разносторонние критерии эффективности радиоканала, в том числе: мощность передающих устройств, пропускная способность радиоканала, вероятность битовой ошибки, отношение сигнал-шум, а также коэффициент компрессии и качество декодируемых изображений. Это позволило оптимальным образом перераспределить ресурсы радиоканала в пользу обеспечения помехоустойчивости и повышения качества беспроводной передачи цифровых видеоизображений.

4. Интеграция с видеокодеком. Математическая модель и метод проектирования радиоканала на её основе разработаны таким образом, чтобы учесть фактор компрессии изображений. Произвольность возмущения $u_1(t,r)$ в рамках математической модели позволила сравнивать между собой различные типы цифровой модуляции с учётом наличия встроенного видеокодека, влияющего на ширину отведённой частотной полосы и пропускную способность радиоканала. Метод проектирования радиоканала, в свою очередь, охватил не только параметры радиоканала, но и параметры встроенного видеокодека.

5. Метод компрессии. Для повышения точности распознавания автомобильных проекций был разработан оригинальный метод компрессии цифровых видеоизображений с повышенным качеством изображения. Задача компрессии в нём рассмотрена как задача классического вариационного исчисления по принципу объём кода – качество декодируемого изображения. Данный подход позволил обеспечить совместное увеличение коэффициента компрессии и качества декодируемых изображений в режиме реального времени. Наличие указанного технического эффекта подтверждено, в том числе, по отношению к изображениям с высокочастотным спектром, к числу которых относятся панорамные изображения транспортных потоков с большим количеством автомобилей в кадре. Решение запатентовано.

2.7 Выводы

В данной главе были разработаны математическая модель и метод проектирования радиоканала со встроенным видеокодеком, направленные на повышение качества беспроводной передачи цифровых видеоизображений в системах мониторинга транспортных потоков города, работающих в режиме реального времени. Метод построен на основе решения многокритериальной задачи параметрической оптимизации радиоканала. В основу метода положена математическая модель распространения сигнала произвольной формы в виде уравнения в частных производных второго порядка с произвольной правой частью и переменными коэффициентами. Основные достижения проведённого исследования состоят в следующем:

- на основе электродинамического уравнения в частных производных второго порядка разработана математическая модель радиоканала, позволившая совместно охватить широкий спектр влияющих факторов, в том числе: фактор компрессии, тип модуляции полезного сигнала, наличие шумов и помех, свойства среды, а также наличие препятствий и отражений;

- на основе постановки и решения задачи многокритериальной оптимизации разработан метод проектирования радиоканала со встроенным видеокодеком, учитывающий основные критерии эффективности радиоканала, в том числе: мощность передатчика, пропускную способность радиоканала, вероятность битовой ошибки, отношение сигнал-шум, а также коэффициент компрессии и качество декодируемых изображений;

- благодаря произвольности возмущения в правой части уравнения в частных производных, математической моделью радиоканала охвачены все основные типы модуляции полезного сигнала, причём как по типу дискретности (аналоговая, цифровая), так и по и по типу модулируемого параметра (амплитудная, частотная, фазовая);

- благодаря произвольности возмущения в правой части уравнения, математической моделью радиоканала охвачены также все распространённые типы шумов и помех, причём как по спектру (белый, серый), так и по распределению амплитуды (Гауссовский, Пуассоновский);

- благодаря наличию в уравнении слагаемого с первой производной по координате учтено влияние фактора свойств среды распространения сигнала, в результате математической моделью охвачены такие факторы как: гидрометеоры, промышленный смог и температурные перепады;

- благодаря обобщению математической модели на случай переменных коэффициентов учтено влияние фактора препятствий на пути распространения сигнала, на основе анализа коэффициентов затухания получены относительные значения проницаемости для основных строительных материалов, включая бетон, кирпич и древесину;

- благодаря введению в рассмотрение дополнительной копии полезного сигнала учтён фактор отражений сигнала в двухлучевой схеме распространения, описывающей ситуацию с отражением сигнала от металлической крыши автомобиля;

- благодаря возможности изменения огибающей амплитуды принимаемого сигнала по Релеевскому закону распределения учтён фактор многолучевого распространения сигнала на случай динамически изменяющейся интерференционной картины в точке приёма, возникающей вследствие движения транспортного потока;

- показано, что предложенные технические решения способствуют увеличению точности параметрического расчёта и обеспечения помехоустойчивости радиоканала в пользу повышения точности автоматического распознавания автомобильных проекций и обеспечения эффективности управления транспортными потоками.

ГЛАВА 3.

РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛА ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ

В данной главе представлено решение уравнения в частных производных второго порядка с произвольной правой частью, обеспечивающее произвольность в выборе типа цифровой модуляции сигнала, а также в задании произвольных типов шумов и помех [132, 133]. Решение данного уравнения стало одним из основных достижений проведённого исследования и было положено в основу метода проектирования радиоканала [138]. Изложение материала главы ведётся по принципу «от простого к сложному». Сначала в качестве подготовительного этапа рассмотрен частный случай уравнения в *ЧП* со специальной правой частью в виде простейшего моногармонического сигнала. Найдены аналитическое и численное решения этого уравнения. Затем на основе сравнительного анализа найденных решений проверена возможность сочетания аналитических и численных методов решения с целью перехода к более сложной форме сигнала с полигармоническим разложением. После этого осуществлён переход к уравнению в *ЧП* с произвольной правой частью.

3.1 Модель распространения гармонического сигнала

В данном подразделе проанализирована упрощённая математическая модель для случая моногармонического сигнала в отсутствии шумов и помех. Найдены аналитическое и численное решение этой модели [133]. На основе сравнительного анализа найденных решений проверена возможность сочетания аналитических и численных методов решения уравнения в *ЧП* для описания более сложной формы сигнала с произвольным типом модуляции.

3.1.1 Математическая модель сигнала

Математическая модель распространения моногармонического сигнала представляет собой линейное неоднородное дифференциальное уравнение в частных производных [73,74] второго порядка с переменными коэффициентами и произвольной правой частью:

$$\begin{aligned} q_1 \frac{\partial^2 u_2(t,r)}{\partial t^2} + q_2 \frac{\partial^2 u_2(t,r)}{\partial r^2} + q_3 \frac{\partial u_2(t,r)}{\partial r} &= u_1(t,r), \\ u_1(t,r), u_2(t,r) &\in \mathbb{R}, \\ q_1 &= -1, \quad q_2 = v^2, \quad q_3 = \mu v^2, \quad q_1, q_2, q_3 \in \mathbb{R}, \\ t &\in [0, T], \quad r \in [0, R], \quad t, r \in \mathbb{R}, \quad T, R \in \mathbb{R}, \end{aligned} \quad (3.1)$$

с возмущающим воздействием:

$$u_1(t, 0) = A_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1), \quad (3.2)$$

начальными условиями:

$$u_2(0, r) = 0, \quad \frac{\partial u_2(0, r)}{\partial t} = 0, \quad r \in (0, R], \quad (3.3)$$

и краевыми условиями:

$$u_2(t, 0) = \eta_1 u_1(t, 0), \quad \frac{\partial u_2(t, 0)}{\partial t} = \eta_2 \frac{\partial u_1(t, 0)}{\partial t}, \quad (3.4)$$

где: $u_1(t, r)$ – функция возмущения; $u_2(t, r)$ – искомая функция распространения, описывающая реакцию на это возмущение; q_1, q_2, q_3 – коэффициенты уравнения; t – время; r – расстояние; μ – коэффициент проницаемости среды; v – скорость распространения радиосигнала; R – максимальное расстояние передачи; A_1, ω_1, φ_1 – амплитуда, частота и фаза моногармонического сигнала; η_1, η_2 – коэффициенты краевых условий.

3.1.2 Выбор базиса разложения

Для поиска аналитического решения уравнения выбран метод Фурье разделения переменных. Покажем, что ход решения предложенного уравнения в ЧП в данном методе зависит не только от конструкции уравнения, но и от выбора базиса разложения искомой функции и функции входных воздействий. В стандартном изложении метода за основу обычно берётся пространственный базис разложения. Однако, с математической точки зрения, временной и пространственный базис равноправны. Проанализируем ход решения и определимся с выбором базиса.

Начнём с временного базиса. Условимся, что функция входных воздействий задаётся суммой синусоиды и косинусоиды. Сигнал в этом случае по-прежнему представляется одной гармоникой, но имеет оба ненулевых коэффициента действительного ряда Фурье и при синусах, и при косинусах. Такая постановка задачи, во-первых, наглядно отражает связь между коэффициентами действительного и комплексного разложений в ряд Фурье, а во-вторых, позволяет естественным образом перейти в последствии к полигармоническому разложению, сформировав сложный сигнал из нескольких гармоник путём обобщения.

Функцию входных воздействий $u_1(t,r)$ и искомую функцию $u_2(t,r)$ разложим по временному базису и зададим формулами:

$$\begin{aligned} u_1(t,r) &= a_1(r) \cos\left(\frac{2\pi kt}{T}\right) + b_1(r) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right), \\ u_2(t,r) &= a_2(r) \cos\left(\frac{2\pi kt}{T}\right) + b_2(r) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right), \end{aligned} \quad (3.5)$$

где: $a_1(r), b_1(r), a_2(r), b_2(r)$ – переменные коэффициенты разложения искомой функции и функции входных воздействий соответственно; T – период разложения по времени; k – индекс единственной гармоники.

Функцию входных воздействий $u_1(t,r)$ и коэффициенты $a_1(r), b_1(r)$ её разложения считаем известными. Искомую функцию $u_2(t,r)$ предстоит найти, получив коэффициенты её разложения $a_2(r), b_2(r)$. Для частных производных искомой функции, фигурирующих в исходном уравнении, будет справедливо:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 u_2}{\partial t^2} &= -\left(\frac{2\pi k}{T}\right)^2 a_2(r) \cos\left(\frac{2\pi kt}{T}\right) - \left(\frac{2\pi k}{T}\right)^2 b_2(r) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right), \\ \frac{\partial u_2}{\partial r} &= a_2'(r) \cos\left(\frac{2\pi kt}{T}\right) + b_2'(r) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right), \\ \frac{\partial^2 u_2}{\partial r^2} &= a_2''(r) \cos\left(\frac{2\pi kt}{T}\right) + b_2''(r) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right). \end{aligned} \quad (3.6)$$

Если теперь подставить выражения для искомой функции, её частных производных, а также выражение функции входных воздействий в исходное уравнение в частных производных, отдельно сгруппировать слагаемые с синусами и косинусами, а затем сократить полученные равенства на соответствующие множители, то для нахождения $a_2(r)$ и $b_2(r)$ придём к совокупности уравнений:

$$\begin{aligned} q_2 a_2''(r) + q_3 a_2'(r) - q_1 \left(\frac{2\pi k}{T}\right)^2 a_2(r) &= a_1(r), \\ q_2 b_2''(r) + q_3 b_2'(r) - q_1 \left(\frac{2\pi k}{T}\right)^2 b_2(r) &= b_1(r). \end{aligned} \quad (3.7)$$

Отмечаем, что полное решение исходного уравнения в частных производных в общем случае сводится к решению некоторого множества совокупностей обыкновенных дифференциальных уравнений. Данное множество, в свою очередь, содержит два подмножества: для чётной (косинусной) и нечётной (синусной) составляющих сигнала. Разрешив все *ОДУ* и вернувшись к первоначальному разложению искомой функции, получаем решение исходного уравнения в *ЧП*.

Данный подход справедлив для временного базиса. Уравнения полученной совокупности можно решать независимо друг от друга. Однако, если при том же составе слагаемых поменять базис разложения с временного на пространственный, то вместо совокупностей из обособленных дифференциальных уравнений получим уже системы таких уравнений. Покажем это.

Перейдём к пространственному базису. Для разложений функции входных воздействий $u_1(t,r)$ и искомой функции $u_2(t,r)$ по пространственному базису будут справедливы следующие выражения:

$$\begin{aligned} u_1(t,r) &= a_1(t) \cos\left(\frac{2\pi kr}{L}\right) + b_1(t) \sin\left(\frac{2\pi kr}{L}\right), \\ u_2(t,r) &= a_2(t) \cos\left(\frac{2\pi kr}{L}\right) + b_2(t) \sin\left(\frac{2\pi kr}{L}\right), \end{aligned} \quad (3.8)$$

где: L – период разложения по координате.

Частные производные искомой функции запишутся теперь следующим образом:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 u_2}{\partial t^2} &= a_2''(t) \cos\left(\frac{2\pi kr}{L}\right) + b_2''(t) \sin\left(\frac{2\pi kr}{L}\right), \\ \frac{\partial u_2}{\partial r} &= -\left(\frac{2\pi k}{L}\right) a_2(t) \sin\left(\frac{2\pi kr}{L}\right) + \left(\frac{2\pi k}{L}\right) b_2(t) \cos\left(\frac{2\pi kr}{L}\right), \\ \frac{\partial^2 u_2}{\partial r^2} &= -\left(\frac{2\pi k}{L}\right)^2 a_2(t) \cos\left(\frac{2\pi kr}{L}\right) - \left(\frac{2\pi k}{L}\right)^2 b_2(t) \sin\left(\frac{2\pi kr}{L}\right). \end{aligned} \quad (3.9)$$

После подстановки введённых обозначений в исходное уравнение, группируя слагаемые с синусами и косинусами, для нахождения $a_2(t)$ и $b_2(t)$ получаем уже не совокупность, а систему обыкновенных дифференциальных уравнений второго порядка:

$$\begin{cases} q_1 a_2''(t) - q_2 \left(\frac{2\pi k}{T}\right)^2 a_2(t) + q_3 \left(\frac{2\pi k}{T}\right) b_2(t) = a_1(t), \\ q_1 b_2''(t) - q_2 \left(\frac{2\pi k}{T}\right)^2 b_2(t) - q_3 \left(\frac{2\pi k}{T}\right) a_2(t) = b_1(t). \end{cases} \quad (3.10)$$

Таким образом, можем заключить, что если распространить выявленную особенность на полигармонический сигнал, то в случае временного базиса разложения будем иметь некоторое множество совокупностей *ОДУ*, а при пространственном базисе разложения некоторое множество систем *ОДУ*. Поскольку погрешности численных решений совокупностей *ОДУ*, рассматриваемых по отдельности, много меньше погрешностей систем *ОДУ*, то за основу примем временной базис разложения.

3.1.3 Аналитическое решение

Аналитическое решение уравнения в *ЧП* найдём по методу Фурье разделения переменных. Осуществим разложение функций $u_1(t,r), u_2(t,r)$ по временному базису. При выводе расчётных формул будем полагать, что функции $u_1(t,r), u_2(t,r)$ непрерывны и достаточное число раз дифференцируемы и интегрируемы во всей области определения. Условимся, что функция входных воздействий является синусоидальным сигналом. Функцию входных воздействий $u_1(t,r)$ и искомую функцию $u_2(t,r)$ разложим по временному базису и зададим формулами:

$$\begin{aligned} u_1(t,r) &= b_1(r) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right), \quad b_1(r) \in \mathbb{R}, \quad k \in \mathbb{Z}, \\ u_2(t,r) &= b_2(r) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right), \quad b_2(r) \in \mathbb{R}, \quad k \in \mathbb{Z}, \end{aligned} \quad (3.11)$$

где: $b_1(r), b_2(r)$ – коэффициенты разложения искомой функции и функции входных воздействий соответственно; k – индекс используемой гармоники.

Функцию входных воздействий $u_1(t,r)$ и единственный ненулевой коэффициент $b_1(r)$ её разложения считаем известными. Искомую функцию $u_2(t,r)$ предстоит найти, получив единственный ненулевой коэффициент $b_2(r)$ её разложения.

Согласно введённому разложению, для частных производных искомой функции, фигурирующих в исходном уравнении, получаем следующие выражения:

$$\begin{aligned}\frac{\partial^2 u_2}{\partial t^2} &= -\left(\frac{2\pi k}{T}\right)^2 b_2(r) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right), \\ \frac{\partial u_2}{\partial r} &= b_2'(r) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right), \\ \frac{\partial^2 u_2}{\partial r^2} &= b_2''(r) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right).\end{aligned}\quad (3.12)$$

Подставляя выражения для искомой функции, её частных производных, а также выражение функции входных воздействий в исходное уравнение, получаем:

$$\begin{aligned}q_1 \left(-\left(\frac{2\pi k}{T}\right)^2 b_2(r) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right) \right) + q_2 \left(b_2''(r) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right) \right) + \\ + q_3 \left(b_2'(r) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right) \right) = b_1(r) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right).\end{aligned}\quad (3.13)$$

Перегруппируем слагаемые и вынесем общий множитель с синусом за скобку:

$$\left(q_2 b_2''(r) + q_3 b_2'(r) - q_1 \left(\frac{2\pi k}{T}\right)^2 b_2(r) \right) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right) = b_1(r) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right). \quad (3.14)$$

Принимая во внимание одинаковые множители в левой и правой частях последней записи, заключаем, что разложение искомой функции и функции входных воздействий по временному базису приводит к обыкновенному дифференциальному уравнению. Единственной гармонике сигнала соответствует единственное *ОДУ*.

Сократив на множитель с синусом, получаем для нахождения коэффициента $b_2(r)$ неоднородное обыкновенное дифференциальное [74,75] уравнение второго порядка, записанное в виде:

$$q_2 b_2''(r) + q_3 b_2'(r) - q_1 \left(\frac{2\pi k}{T} \right)^2 b_2(r) = b_1(r). \quad (3.15)$$

Для краткости введём обозначения:

$$p_1 = q_2, \quad p_2 = q_3, \quad p_3 = -q_1 \left(\frac{2\pi k}{T} \right)^2, \quad p_1, p_2, p_3 \in \mathbb{R}, \quad (3.16)$$

где: p_1, p_2, p_3 – коэффициенты *ОДУ*.

Перепишем обыкновенное дифференциальное уравнение для нахождения $b_2(r)$ с учётом введённых обозначений:

$$p_1 b_2''(r) + p_2 b_2'(r) + p_3 b_2(r) = b_1(r). \quad (3.17)$$

Для сохранения непрерывности решения будем использовать приближённую функцию входных воздействий. Положим, что эта функция является непрерывной по r , а для её коэффициента её разложения введём в рассмотрение экспоненциальную зависимость:

$$b_1(r) = A e^{-\sigma r}, \quad A, \sigma \in \mathbb{R}, \quad (3.18)$$

где: A – амплитуда внешнего воздействия на заданном временном отрезке; σ – коэффициент крутизны спада входного воздействия по координате. За счёт коэффициента σ можно регулировать заострение графика амплитуды входного воздействия по r , в предельном случае стремясь к модели точечного источника излучения.

Итак, с учётом характера входного воздействия для $b_2(r)$ имеем неоднородное *ОДУ* второго порядка с постоянными коэффициентами и специальной правой частью. Его общее решение будем искать как сумму общего решения соответствующего однородного уравнения и частного решения неоднородного, то есть:

$$b_2(r) = S_1(r) + S_2(r), \quad (3.19)$$

где: $S_1(r)$ – общее решение соответствующего однородного уравнения; $S_2(r)$ – частное решение неоднородного уравнения.

И здесь, в зависимости от сочетания значений коэффициентов *ОДУ*, можно выделить два основных типа аналитического решения: случай комплексно сопряжённых корней, а также случай действительных и различных корней характеристического многочлена [74,75]. Забегая вперёд, отметим, что случай комплексно сопряжённых корней приводит к волнообразному процессу из нескольких обертонов, располагающихся вдоль оси расстояния r , тогда как случай действительных и различных корней обеспечивает плавное затухание сигнала с ростом расстояния r по экспоненциальному закону. По указанной причине случай действительных и различных корней был взят за основу.

Далее опустим изложение математического аппарата, свойственного случаю комплексно сопряжённых корней и сразу сконцентрируем внимание на случае действительных и различных корней. Итак, пусть корни характеристического многочлена соответствующего однородного уравнения действительные и различные:

$$\lambda_1 = \frac{-p_2 + \sqrt{D}}{2p_1}, \quad \lambda_2 = \frac{-p_2 - \sqrt{D}}{2p_1}, \quad \lambda_1, \lambda_2 \in \mathbb{R}, \quad (3.20)$$

$$D = p_2^2 - 4p_1p_3 > 0,$$

где: λ_1, λ_2 – пара действительных и различных корней характеристического многочлена; D – дискриминант характеристического многочлена.

Тогда общее решение соответствующего однородного уравнения можно записать в виде:

$$S_1(r) = C_1 e^{\lambda_1 r} + C_2 e^{\lambda_2 r}. \quad (3.21)$$

Общее решение неоднородного уравнения, в свою очередь, запишется следующим образом:

$$b_2(r) = C_1 e^{\lambda_1 r} + C_2 e^{\lambda_2 r} + Q e^{-\sigma r}, \quad (3.22)$$

и далее, задавая координатное приращение Δr равным 1 м и принимая во внимание краевые условия, для нахождения постоянных интегрирования C_1, C_2 приходим к системе алгебраических уравнений:

$$\begin{cases} C_1 + C_2 + Q = A, \\ \lambda_1 C_1 + \lambda_2 C_2 - \sigma Q = -\sigma A, \end{cases} \quad (3.23)$$

решая которую выражением и подстановкой, получаем:

$$\begin{aligned} C_1 &= A - C_2 - Q, \\ \lambda_1(A - C_2 - Q) + \lambda_2 C_2 - \sigma Q &= -\sigma A, \\ \lambda_1 A - \lambda_1 C_2 - \lambda_1 Q + \lambda_2 C_2 - \sigma Q &= -\sigma A, \quad (3.24) \\ C_2 &= \frac{-\sigma(A - Q) - \lambda_1(A - Q)}{\lambda_2 - \lambda_1}, \end{aligned}$$

откуда окончательно находим:

$$C_1 = A - Q + \frac{(A - Q)(\sigma + \lambda_1)}{\lambda_2 - \lambda_1}, \quad C_2 = \frac{-(A - Q)(\sigma + \lambda_1)}{\lambda_2 - \lambda_1}. \quad (3.25)$$

Частное решение неоднородного уравнения, как решение уравнения со специальной правой частью, будем искать в виде:

$$S_2(x) = Q e^{-\sigma r}, \quad (3.26)$$

где: Q – некоторый действительный полином.

Подставляя данное предполагаемое решение в неоднородное уравнение, имеем:

$$\begin{aligned} p_1\sigma^2 Qe^{-\sigma r} - p_2\sigma Qe^{-\sigma r} + p_3Qe^{-\sigma r} &= Ae^{-\sigma r}, \\ (p_1\sigma^2 Q - p_2\sigma Q + p_3Q)e^{-\sigma r} &= Ae^{-\sigma r}, \quad (3.27) \\ p_1\sigma^2 Q - p_2\sigma Q + p_3Q &= A, \end{aligned}$$

откуда:

$$Q = \frac{A}{(p_1\sigma^2 - p_2\sigma + p_3)}. \quad (3.28)$$

Складывая $S_1(r)$ и $S_2(r)$ получаем общее аналитическое решение неоднородного *ОДУ* для случая действительных и различных корней характеристического многочлена:

$$b_2(r) = C_1 e^{\lambda_1 r} + C_2 e^{\lambda_2 r} + Qe^{-\sigma r}. \quad (3.29)$$

Возвращаясь к выражению искомой функции $u_2(t, r)$ и подставляя в неё найденные значения $b_2(r)$, получаем численное решение уравнения в *ЧП*:

$$u_2(t, r) = \left(C_1 e^{\lambda_1 r} + C_2 e^{\lambda_2 r} + Qe^{-\sigma r} \right) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T} \right), \quad (3.30)$$

с постоянными интегрирования:

$$C_1 = A - Q + \frac{(A - Q)(\sigma + \lambda_1)}{\lambda_2 - \lambda_1}, \quad C_2 = \frac{-(A - Q)(\sigma + \lambda_1)}{\lambda_2 - \lambda_1}, \quad (3.31)$$

и полиномом:

$$Q = \frac{A}{(p_1\sigma^2 - p_2\sigma + p_3)}, \quad (3.32)$$

где: A – амплитуда гармонического сигнала; λ_1, λ_2 – пара действительных и различных корней характеристического многочлена *ОДУ*.

3.1.4 Проверка решения

Проверим правильность найденного аналитического решения для случая действительных и различных корней характеристического многочлена *ОДУ*. Известно, что если аналитическое решение найдено правильно, то, после подстановки оно должно обращать исходное уравнение в тождество [74,75]. Итак, изначально мы имели действительное неоднородное дифференциальное уравнение в частных производных второго порядка с постоянными коэффициентами, записанное в виде:

$$q_1 \frac{\partial^2 u_2(t,r)}{\partial t^2} + q_2 \frac{\partial^2 u_2(t,r)}{\partial r^2} + q_3 \frac{\partial u_2(t,r)}{\partial r} = u_1(t,r), \quad (3.33)$$

с начальными условиями:

$$u_2(0,r)=0, \quad \frac{\partial u_2(0,r)}{\partial t}=0, \quad r \in (0,R], \quad (3.34)$$

и краевыми условиями:

$$u_2(t,0)=\eta_1 u_1(t,0), \quad \frac{\partial u_2(t,0)}{\partial t}=\eta_2 \frac{\partial u_1(t,0)}{\partial t}. \quad (3.35)$$

Используя разложение по временному базису:

$$u_1(t,r) = b_1(r) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right), \quad u_2(t,r) = b_2(r) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right), \quad (3.36)$$

пришли к *ОДУ* вида:

$$q_2 b_2''(r) + q_3 b_2'(r) - q_1 \left(\frac{2\pi k}{T}\right)^2 b_2(r) = b_1(r), \quad (3.37)$$

с коэффициентами:

$$p_1=q_2, p_2=q_3, p_3=-q_1\left(\frac{2\pi k}{T}\right)^2, \quad (3.38)$$

с действительными и различными корнями характеристического многочлена:

$$\lambda_1=\frac{-p_2+\sqrt{D}}{2p_1}, \quad \lambda_2=\frac{-p_2-\sqrt{D}}{2p_1}, \quad \lambda_1, \lambda_2 \in \mathbb{R}, \quad (3.39)$$
$$D=p_2^2-4p_1p_3>0.$$

Положив для сохранения непрерывности:

$$b_1(r)=Ae^{-\sigma r}, \quad (3.40)$$

и рассматривая полученное *ОДУ* как уравнение со специальной правой частью, получили общее решение неоднородного *ОДУ*:

$$b_2(r)=C_1e^{\lambda_1 r}+C_2e^{\lambda_2 r}+Qe^{-\sigma r}. \quad (3.41)$$

Далее, используя начальные и краевые условия, нашли частное решение *ОДУ*, а затем, вернувшись к исходным обозначениям, и частное решение уравнения в *ЧП*.

В результате получили следующее частное решение исходного уравнения в частных производных:

$$u_2(t,r)=\left(C_1e^{\lambda_1 r}+C_2e^{\lambda_2 r}+Qe^{-\sigma r}\right)\sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right), \quad (3.42)$$

с постоянными интегрирования C_1, C_2 :

$$C_1 = A - Q + \frac{(A - Q)(\sigma + \lambda_1)}{\lambda_2 - \lambda_1}, \quad C_2 = \frac{-(A - Q)(\sigma + \lambda_1)}{\lambda_2 - \lambda_1}, \quad (3.43)$$

и полиномом Q :

$$Q = \frac{A}{(p_1 \sigma^2 - p_2 \sigma + p_3)}. \quad (3.44)$$

Теперь проверим данное решение. Наша задача сейчас – проверить удовлетворяет ли найденное частное решение исходному уравнению в ЧП. Для начала покажем, что проверка решения уравнения в ЧП в данном случае сводится к проверке решения ОДУ, соответствующего единственной гармонике. Обратимся к уравнению в ЧП:

$$q_1 \frac{\partial^2 u_2(t, r)}{\partial t^2} + q_2 \frac{\partial^2 u_2(t, r)}{\partial r^2} + q_3 \frac{\partial u_2(t, r)}{\partial r} = u_1(t, r), \quad (3.45)$$

с обозначениями:

$$u_1(t, r) = b_1(r) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right), \quad u_2(t, r) = b_2(r) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right), \quad (3.46)$$

и выпишем выражения для частных производных:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 u_2}{\partial t^2} &= -\left(\frac{2\pi k}{T}\right)^2 b_2(r) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right), \\ \frac{\partial u_2}{\partial r} &= b_2'(r) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right), \\ \frac{\partial^2 u_2}{\partial r^2} &= b_2''(r) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T}\right). \end{aligned} \quad (3.47)$$

Подставляя выражения для искомой функции, её частных производных, а также выражение функции входных воздействий в исходное уравнение, получим:

$$q_1 \left(- \left(\frac{2\pi k}{T} \right)^2 b_2(r) \sin \left(\frac{2\pi kt}{T} \right) \right) + q_2 \left(b_2''(r) \sin \left(\frac{2\pi kt}{T} \right) \right) + q_3 \left(b_2'(r) \sin \left(\frac{2\pi kt}{T} \right) \right) = b_1(r) \sin \left(\frac{2\pi kt}{T} \right). \quad (3.48)$$

Перегруппируем слагаемые и вынесем общий множитель с синусом за скобку:

$$\left(q_2 b_2''(r) + q_3 b_2'(r) - q_1 \left(\frac{2\pi k}{T} \right)^2 b_2(r) \right) \sin \left(\frac{2\pi kt}{T} \right) = b_1(r) \sin \left(\frac{2\pi kt}{T} \right). \quad (3.49)$$

Из последней записи следует, что проверка частного решения уравнения в ЧП сводится к проверке частного решения неоднородного ОДУ вида:

$$q_2 b_2''(r) + q_3 b_2'(r) - q_1 \left(\frac{2\pi k}{T} \right)^2 b_2(r) = b_1(r). \quad (3.50)$$

Далее поработаем с этим уравнением, проверив правильность его общего и частного решений.

Проверим сначала правильность общего решения ОДУ. Подставим общее решение в последнее уравнение, получим:

$$b_2(r) = C_1 e^{\lambda_1 r} + C_2 e^{\lambda_2 r} + Q e^{-\sigma r},$$

$$q_2 \left(C_1 \lambda_1^2 e^{\lambda_1 r} + C_2 \lambda_2^2 e^{\lambda_2 r} + Q s^2 e^{-\sigma r} \right) + q_3 \left(C_1 \lambda_1 e^{\lambda_1 r} + C_2 \lambda_2 e^{\lambda_2 r} - Q s e^{-\sigma r} \right) - q_1 \left(\frac{2\pi k}{T} \right)^2 \left(C_1 e^{\lambda_1 r} + C_2 e^{\lambda_2 r} + Q e^{-\sigma r} \right) = A e^{-\sigma r}. \quad (3.51)$$

Теперь выписывая необходимые слагаемые, поочерёдно проверим неоднородную составляющую общего решения *ОДУ*, а также однородные составляющие общего решения по первому и второму корням характеристического многочлена. Три указанные проверки в совокупности подтвердят правильность общего решения *ОДУ*. Проверка неоднородной составляющей решения *ОДУ*:

$$\begin{aligned}
q_2 Q \sigma^2 e^{-\sigma r} - q_3 Q \sigma e^{-\sigma r} - q_1 \left(\frac{2\pi k}{T} \right)^2 Q e^{-\sigma r} &= A e^{-\sigma r}, \\
q_2 Q \sigma^2 - q_3 Q \sigma - q_1 \left(\frac{2\pi k}{T} \right)^2 Q &= A, \\
q_2 \frac{A}{(p_1 \sigma^2 - p_2 \sigma + p_3)} \sigma^2 - q_3 \frac{A}{(p_1 \sigma^2 - p_2 \sigma + p_3)} \sigma - q_1 \left(\frac{2\pi k}{T} \right)^2 \frac{A}{(p_1 \sigma^2 - p_2 \sigma + p_3)} &= A, \\
q_2 \frac{1}{(p_1 \sigma^2 - p_2 \sigma + p_3)} \sigma^2 - q_3 \frac{1}{(p_1 \sigma^2 - p_2 \sigma + p_3)} \sigma - q_1 \left(\frac{2\pi k}{T} \right)^2 \frac{1}{(p_1 \sigma^2 - p_2 \sigma + p_3)} &= 1, \\
q_2 \sigma^2 - q_3 \sigma - q_1 \left(\frac{2\pi k}{T} \right)^2 &= (p_1 \sigma^2 - p_2 \sigma + p_3), \\
p_1 = q_2, \quad p_2 = q_3, \quad p_3 = -q_1 \left(\frac{2\pi k}{T} \right)^2, \\
q_2 \sigma^2 - q_3 \sigma - q_1 \left(\frac{2\pi k}{T} \right)^2 &= q_2 \sigma^2 - q_3 \sigma - q_1 \left(\frac{2\pi k}{T} \right)^2.
\end{aligned} \tag{3.52}$$

Проверка однородной составляющей решения *ОДУ* по 1-му корню:

$$\begin{aligned}
p_1 (C_1 \lambda_1^2 e^{\lambda_1 r}) + p_2 (C_1 \lambda_1 e^{\lambda_1 r}) + p_3 (C_1 e^{\lambda_1 r}) &= 0, \\
p_1 C_1 \lambda_1^2 + p_2 C_1 \lambda_1 + p_3 C_1 &= 0, \\
(p_1 \lambda_1^2 + p_2 \lambda_1 + p_3) C_1 &= 0, \\
p_1 \lambda_1^2 + p_2 \lambda_1 + p_3 &= 0,
\end{aligned} \tag{3.53}$$

и далее:

$$\begin{aligned}
 \lambda_1 &= \frac{-p_2 + \sqrt{D}}{2p_1}, \\
 p_1 \left(\frac{-p_2 + \sqrt{D}}{2p_1} \right)^2 + p_2 \left(\frac{-p_2 + \sqrt{D}}{2p_1} \right) + p_3 &= 0, \\
 p_1 \left(\frac{-p_2 + \sqrt{p_2^2 - 4p_1p_3}}{2p_1} \right)^2 + p_2 \left(\frac{-p_2 + \sqrt{p_2^2 - 4p_1p_3}}{2p_1} \right) + p_3 &= 0, \\
 p_1 \left(\frac{p_2^2 - 2p_2(\sqrt{p_2^2 - 4p_1p_3}) + p_2^2 - 4p_1p_3}{4p_1^2} \right) + p_2 \left(\frac{-p_2 + \sqrt{p_2^2 - 4p_1p_3}}{2p_1} \right) + p_3 &= 0, \\
 \left(\frac{p_2^2 - 2p_2(\sqrt{p_2^2 - 4p_1p_3}) + p_2^2 - 4p_1p_3}{4p_1} \right) + \left(\frac{-p_2^2 + p_2\sqrt{p_2^2 - 4p_1p_3}}{2p_1} \right) + p_3 &= 0, \\
 \left(\frac{p_2^2 - 2p_2(\sqrt{p_2^2 - 4p_1p_3}) + p_2^2 - 4p_1p_3 - 2p_2^2 + 2p_2\sqrt{p_2^2 - 4p_1p_3} + 4p_1p_3}{4p_1} \right) &= 0, \\
 \left(\frac{p_2^2 + p_2^2 - 4p_1p_3 - 2p_2^2 + 4p_1p_3}{4p_1} \right) &= 0.
 \end{aligned} \tag{3.54}$$

Проверка однородной составляющей общего решения *ОДУ* по 2-му корню:

$$\begin{aligned}
 p_1(C_2\lambda_2^2 e^{\lambda_2 r}) + p_2(C_2\lambda_2 e^{\lambda_2 r}) + p_3(C_2 e^{\lambda_2 r}) &= 0, \\
 p_2 C_2 \lambda_2^2 + p_2 C_2 \lambda_2 + p_3 C_2 &= 0, \\
 (p_2 \lambda_2^2 + p_2 \lambda_2 + p_3) C_2 &= 0, \\
 p_1 \lambda_2^2 + p_2 \lambda_2 + p_3 &= 0,
 \end{aligned} \tag{3.55}$$

и далее:

$$\begin{aligned}
\lambda_2 &= \frac{-p_2 - \sqrt{D}}{2p_1}, \\
p_1 \left(\frac{-p_2 - \sqrt{D}}{2p_1} \right)^2 + p_2 \left(\frac{-p_2 - \sqrt{D}}{2p_1} \right) + p_3 &= 0, \\
p_1 \left(\frac{-p_2 - \sqrt{p_2^2 - 4p_1p_3}}{2p_1} \right)^2 + p_2 \left(\frac{-p_2 - \sqrt{p_2^2 - 4p_1p_3}}{2p_1} \right) + p_3 &= 0, \\
p_1 \left(\frac{p_2^2 + 2p_2 \left(\sqrt{p_2^2 - 4p_1p_3} \right) + p_2^2 - 4p_1p_3}{4p_1^2} \right) + p_2 \left(\frac{-p_2 - \sqrt{p_2^2 - 4p_1p_3}}{2p_1} \right) + p_3 &= 0, \\
\left(\frac{p_2^2 + 2p_2 \left(\sqrt{p_2^2 - 4p_1p_3} \right) + p_2^2 - 4p_1p_3}{4p_1} \right) + \left(\frac{-p_2^2 - p_2 \sqrt{p_2^2 - 4p_1p_3}}{2p_1} \right) + p_3 &= 0, \\
\left(\frac{p_2^2 + 2p_2 \left(\sqrt{p_2^2 - 4p_1p_3} \right) + p_2^2 - 4p_1p_3 - 2p_2^2 - 2p_2 \sqrt{p_2^2 - 4p_1p_3} + 4p_1p_3}{4p_1} \right) &= 0, \\
\left(\frac{p_2^2 + p_2^2 - 4p_1p_3 - 2p_2^2 + 4p_1p_3}{4p_1} \right) &= 0.
\end{aligned} \tag{3.56}$$

Полученные тождества доказывают правильность общего решения неоднородного *ОДУ*. Теперь проведём проверку частного решения *ОДУ*. Для этого нам следует показать, что найденное частное решение неоднородного *ОДУ* удовлетворяют системе уравнений, вытекающей из начальных и краевых условий:

$$\begin{cases} C_1 + C_2 + Q = A, \\ \lambda_1 C_1 + \lambda_2 C_2 - \sigma Q = -\sigma A. \end{cases} \tag{3.57}$$

Для проверки по искомой функции (первое уравнение системы) имеем:

$$A-Q + \frac{(A-Q)(\sigma+\lambda_1)}{\lambda_2-\lambda_1} + \frac{-(A-Q)(\sigma+\lambda_1)}{\lambda_2-\lambda_1} + Q = A. \quad (3.58)$$

Для проверки по первой производной (второе уравнение системы) получаем:

$$\begin{aligned} & \left(\frac{-p_2+\sqrt{D}}{2p_1} \right) \left(A-Q + \frac{(A-Q)(\sigma+\lambda_1)}{\lambda_2-\lambda_1} \right) + \left(\frac{-p_2-\sqrt{D}}{2p_1} \right) \left(\frac{-(A-Q)(\sigma+\lambda_1)}{\lambda_2-\lambda_1} \right) - \sigma Q = -\sigma A, \\ & \left(\left(\frac{-p_2+\sqrt{D}}{2p_1} \right) (A-Q) + \left(\frac{-p_2+\sqrt{D}}{2p_1} \right) \frac{(A-Q)(\sigma+\lambda_1)}{\lambda_2-\lambda_1} \right) + \left(\frac{-p_2-\sqrt{D}}{2p_1} \right) \left(\frac{-(A-Q)(\sigma+\lambda_1)}{\lambda_2-\lambda_1} \right) - \sigma Q = -\sigma A, \\ & \left(\left(\frac{-p_2+\sqrt{D}}{2p_1} \right) (A-Q) + \left(\frac{\sqrt{D}}{2p_1} \right) \frac{(A-Q)(\sigma+\lambda_1)}{\lambda_2-\lambda_1} \right) + \left(\frac{-\sqrt{D}}{2p_1} \right) \left(\frac{-(A-Q)(\sigma+\lambda_1)}{\lambda_2-\lambda_1} \right) - \sigma Q = -\sigma A, \\ & \left(\left(\frac{-p_2+\sqrt{D}}{2p_1} \right) (A-Q) + \left(\frac{\sqrt{D}}{2p_1} \right) \frac{2p_1(A-Q)(\sigma+\lambda_1)}{-2\sqrt{D}} \right) + \left(\frac{-\sqrt{D}}{2p_1} \right) \left(\frac{-2p_1(A-Q)(\sigma+\lambda_1)}{-2\sqrt{D}} \right) - \sigma Q = -\sigma A, \\ & \left(\left(\frac{-p_2+\sqrt{D}}{2p_1} \right) (A-Q) + \frac{(A-Q)(\sigma+\lambda_1)}{-2} \right) - \left(\frac{(A-Q)(\sigma+\lambda_1)}{2} \right) - \sigma Q = -\sigma A, \\ & \left(\frac{-p_2+\sqrt{D}}{2p_1} \right) (A-Q) - (A-Q)(\sigma+\lambda_1) - \sigma Q = -\sigma A, \end{aligned} \quad (3.59)$$

и далее:

$$\begin{aligned} & (\lambda_1)(A-Q) - (A-Q)(\sigma+\lambda_1) - \sigma Q = -\sigma A, \\ & A\lambda_1 - Q\lambda_1 - (A\sigma + A\lambda_1 - Q\sigma - Q\lambda_1) - \sigma Q = -\sigma A, \\ & A\lambda_1 - Q\lambda_1 - A\sigma - A\lambda_1 + Q\sigma + Q\lambda_1 - \sigma Q = -\sigma A, \\ & -A\sigma + Q\sigma - \sigma Q = -\sigma A. \end{aligned} \quad (3.60)$$

Найденные тождества подтверждают соответствие частного решения неоднородного *ОДУ* начальным и краевым условиям. Правильность частного решения неоднородного *ОДУ* показана. Как было отмечено ранее, из правильности решения неоднородного *ОДУ* в данном случае следует правильность частного решения исходного уравнения в *ЧП*.

3.1.5 Численное решение

Численное решение уравнения в ЧП найдём по методу конечных разностей. Возьмём за основу неоднородное *ОДУ* второго порядка, полученное для единственной гармоники моногармонического сигнала:

$$p_1 b_2''(r) + p_2 b_2'(r) + p_3 b_2(r) = b_1(r). \quad (3.61)$$

Для времени и расстояния введём индексы n, i . Индекс n свяжем по смыслу со временем t , индекс i – с расстоянием r .

Далее, считая приращение Δr постоянной величиной, для коэффициентов разложения функции входных воздействий и искомой функции введём следующую разностную схему:

$$\begin{aligned} b_2(r_i) &= b_{2,i}, & b_1(r_i) &= b_{1,i}, \\ b_2'(r_i) &= \frac{b_{2,i} - b_{2,i-1}}{\Delta r}, & & (3.62) \\ b_2''(r_i) &= \frac{b_{2,i} - 2b_{2,i-1} + b_{2,i-2}}{\Delta r^2}, \end{aligned}$$

где: $b_{1,i}, b_{2,i}$ – значения коэффициентов разложения функции входных воздействий и искомой функции в узле дискретной сетки с координатами t_n, r_i . Подставим введённые разностные отношения в неоднородное *ОДУ* и выразим текущее значение $b_{2,i}$. В итоге разностная схема численного решения *ОДУ* запишется следующим образом:

$$b_{2,i} = \begin{cases} b_{1,i}, & i = 1, \\ \frac{b_{1,i} \Delta r^2 + p_1 (2b_{2,i-1}) + p_2 \Delta r b_{2,i-1}}{p_1 + p_2 \Delta r + p_3 \Delta r^2}, & i = 2, \\ \frac{b_{1,i} \Delta r^2 + p_1 (2b_{2,i-1} - b_{2,i-2}) + p_2 \Delta r b_{2,i-1}}{p_1 + p_2 \Delta r + p_3 \Delta r^2}, & i \geq 3. \end{cases} \quad (3.63)$$

Возвращаясь к выражению искомой функции $u_2(t,r)$ и подставляя в неё найденные значения $b_{2,i}$, получаем численное решение уравнения в ЧП:

$$u_2(t_n, r_i) = (b_{2,i}) \sin\left(\frac{2\pi k t_n}{T}\right). \quad (3.64)$$

Далее необходимо было проверить степень схождения найденных решений, чтобы ответить на вопрос о возможности сочетания аналитических и численных методов решения с целью перехода к более сложной форме сигнала с произвольным возмущением в правой части.

3.1.6 Оценка схождения решений

Точное и приближённое решения сравнивались по двум критериям: по уровню и по форме принимаемого сигнала. Погрешность по уровню определялась с помощью среднего абсолютного отклонения выборок напряжений $u_2(t,r)$ для точного и приближённого решений при заданной амплитуде сигнала в соответствии с формулой:

$$MAE = \frac{1}{N_1} \sum_{n=1}^{N_1} |u_{2,n} - u_{2,n}^*|, \quad (3.65)$$

где: MAE – среднее абсолютное отклонений напряжений для точного и приближённого решений уравнения в частных производных на пробном расстоянии; $u_{2,n}$ – n -е значение выборки точного решения; $u_{2,n}^*$ – n -е значение выборки приближённого решения; n – индекс временных отметок в выборке; N_1 – количество временных отметок в выборке.

Для оценки степени сохранения формы сигнала (вне зависимости от его ослабления или усиления) использовался коэффициент корреляции выборок точного и приближённого решений, рассчитываемый по формуле:

$$\rho = \frac{\text{cov}(u_2, u_2^*)}{\sqrt{D(u_2)D(u_2^*)}}, \quad (3.66)$$

где: ρ – коэффициент корреляции выборок точного аналитического и приближённого численного решений; u_2 – выборка значений точного решения; u_2^* – выборка значений приближённого решения; $\text{cov}(u_2, u_2^*)$ – ковариация выборок; $D(u_2), D(u_2^*)$ – дисперсии выборок.

По результатам сравнительного анализа значение отклонения MAE составило 0,68% от A , тогда как значение коэффициента корреляции ρ оказалось равным 1. Результаты сравнительного анализа свидетельствуют о том, что численное решение в точности повторяет аналитическое по форме, но имеет небольшое отклонение по уровню которое, тем не менее, можно компенсировать за счёт соответствующего коэффициента пропорциональности.

На основе сходства аналитического и численного решений для случая одной гармоники сделан вывод, что сочетание аналитических и численным методов решения уравнения в $ЧП$ может быть использовано для перехода от упрощённой математической модели с одной гармоникой к более общей модели с произвольным возмущающим воздействием и распространением радиосигнала в условиях шумов и помех.

3.2 Модель распространения сигнала произвольной формы

Математическая модель распространения полигармонического сигнала произвольной формы является развитием математической модели моногармонического сигнала. Основное отличие данной модели от предыдущей состоит в том, что возмущающее воздействие в правой части уравнения в $ЧП$ представляется здесь уже не отдельной гармоникой, а произвольной функцией, аппроксимируемой рядом Фурье. Полигармоническое разложение вовлекает а расчёт гармоники как полезных, так и вредоносных составляющих возмущения, обеспечивая произвольность формы сигналов, а также шумов и помех. В результате модель естественным образом охватывает сразу все распространённые типы цифровой модуляции, а также все наиболее распространённые типы шумов и помех.

3.2.1 Математическая модель сигнала

Математическая модель распространения полигармонического сигнала представляет собой неоднородное дифференциальное уравнение в частных производных [72,73] второго порядка с переменными коэффициентами и произвольной правой частью:

$$q_1 \frac{\partial^2 u_2(t,r)}{\partial t^2} + q_2 \frac{\partial^2 u_2(t,r)}{\partial r^2} + q_3 \frac{\partial u_2(t,r)}{\partial r} = u_1(t,r),$$

$$u_1(t,r), u_2(t,r) \in \mathbb{C}, \quad (3.67)$$

$$q_1 = -1, \quad q_2 = v^2, \quad q_3 = \mu v^2, \quad q_1, q_2, q_3 \in \mathbb{R},$$

$$t \in [0, T], \quad r \in [0, R], \quad t, r \in \mathbb{R}, \quad T, R \in \mathbb{R},$$

с возмущающим воздействием:

$$u_1(t,0) = \sum_{k=1}^K A_k \cos(\omega_k t + \varphi_k), \quad (3.68)$$

начальными условиями:

$$u_2(0,r) = 0, \quad \frac{\partial u_2(0,r)}{\partial t} = 0, \quad r \in (0, R], \quad (3.69)$$

и краевыми условиями:

$$u_2(t,0) = \eta_1 u_1(t,0), \quad \frac{\partial u_2(t,0)}{\partial t} = \eta_2 \frac{\partial u_1(t,0)}{\partial t}, \quad (3.70)$$

где: $u_1(t,r)$ – функция возмущения на передающей антенне; $u_2(t,r)$ – искомая функция распространения, описывающая реакцию на это возмущение; q_1, q_2, q_3 – коэффициенты уравнения; t – время; r – расстояние; μ – коэффициент проницаемости среды; v – скорость распространения радиосигнала; R – максимальное расстояние передачи; A_k, ω_k, φ_k – амплитуды, частоты и фазы полигармонического сигнала; k – индекс гармоник; K – количество гармоник; η_1, η_2 – коэффициенты краевых условий.

Благодаря произвольности возмущения $u_1(t,r)$ обеспечивает универсальность в выборе типа цифровой модуляции. Произвольность $u_1(t,r)$ также даёт возможность накладывать внутренние шумы аппаратуры и внешние помехи радиоканала, добавляя их непосредственно в функцию возмущения. Состав слагаемых уравнения обеспечивает затухание сигнала в пространстве. Свойства среды распространения и темп затухания сигнала учитываются через коэффициенты q_1, q_2, q_3 . Учёт препятствий на пути распространения сигнала достигается переменным характером q_3 .

Обращаем внимание, что функции $u_1(t,r)$ и $u_2(t,r)$, в отличие от предыдущей (моногоармонической) модели в данном случае являются комплексными. Найдём сначала решение для одной гармоник, а затем обобщим его на полигармоническое разложение. Проведём рассуждения аналогично случаю с моногоармонической моделью.

3.2.2 Вывод расчётных формул

Будем двигаться по алгоритму метода Фурье разделения переменных. Функцию входных воздействий $u_1(t,r)$ и искомую функцию $u_2(t,r)$ разложим по временному базису и зададим формулами:

$$\begin{aligned}
 u_1(t,r) &= \sum_{k=0}^{K-1} c_{1,k}(r) e^{i \frac{2\pi kt}{T}}, \quad t \in (0, T), \quad c_{1,k}(r) \in \mathbb{C}, \\
 u_2(t,r) &= \sum_{k=0}^{K-1} c_{2,k}(r) e^{i \frac{2\pi kt}{T}}, \quad t \in (0, T), \quad c_{2,k}(r) \in \mathbb{C}, \quad (3.71) \\
 & k, K \in \mathbb{Z},
 \end{aligned}$$

где: $c_{1,k}(r), c_{2,k}(r)$ – комплексные коэффициенты разложения функции входных воздействий и искомой функции соответственно; k – индекс коэффициентов разложения (индекс гармоник); K – количество коэффициентов (гармоник) разложения; i – мнимая единица.

Возмущение зададим ненулевым только в начальной координате (где расположена передающая антенна) и сформируем его как сумму полезного сигнала и собственных шумов передающего устройства в действительной части $u_1(t, r)$, то есть:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} u_1(t, 0) &= s(t) + e_1(t), \quad \operatorname{Im} u_1(t, x) = 0, \\ s(t) &\in \mathbb{R}, \quad e_1(t) \in \mathbb{R}, \end{aligned} \quad (3.72)$$

где: $s(t)$ – полезный сигнал; $e_1(t)$ – собственный шум передатчика.

Функцию входных воздействий $u_1(t, r)$ и все коэффициенты её разложения $c_{1,k}(r)$ считаем известными (они находятся путём предварительного столбцового разложения в ряд известной функции $u_1(t, r)$ на основе прямого одномерного дискретного комплексного преобразования Фурье поочередно для каждой координатной отметки по r). Искомую функцию $u_2(t, r)$ предстоит найти, получив коэффициенты её разложения $c_{2,k}(r)$.

Зафиксируем одну гармонику сигнала (к сумме гармоник вернёмся позже). Используя введённое разложение, запишем уравнения для частных производных искомой функции, фигурирующих в исходном уравнении (для одного коэффициента):

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 u_2}{\partial t^2} &= -\left(\frac{2\pi k}{T}\right)^2 c_{2,k}(r) e^{i\frac{2\pi kt}{T}}, \\ \frac{\partial u_2}{\partial r} &= c'_{2,k}(r) e^{i\frac{2\pi kt}{T}}, \\ \frac{\partial^2 u_2}{\partial r^2} &= c''_{2,k}(r) e^{i\frac{2\pi kt}{T}}. \end{aligned} \quad (3.73)$$

Подставим выражения для искомой функции и её частных производных, а также выражение функции входных воздействий в исходное уравнение, получим:

$$q_1 \left(-\left(\frac{2\pi k}{T}\right)^2 c_{2,k}(r) e^{\frac{i2\pi kt}{T}} \right) + q_2 \left(c_{2,k}''(r) e^{\frac{i2\pi kt}{T}} \right) + q_3 \left(c_{2,k}'(r) e^{\frac{i2\pi kt}{T}} \right) = c_{1,k}(r) e^{\frac{i2\pi kt}{T}}. \quad (3.74)$$

На основе свойства дистрибутивности умножения комплексных чисел относительно сложения общий множитель с экспонентой в левой части уравнения вынесем за скобку:

$$\left(-q_1 \left(\frac{2\pi k}{T}\right)^2 c_{2,k}(r) + q_2 c_{2,k}''(r) + q_3 c_{2,k}'(r) \right) e^{\frac{i2\pi kt}{T}} = c_{1,k}(r) e^{\frac{i2\pi kt}{T}}. \quad (3.75)$$

Сокращая на множитель с экспонентой и перегруппировывая слагаемые, для нахождения коэффициента $c_{2,k}(r)$ приходим к комплексному дифференциальному уравнению вида:

$$q_2 c_{2,k}''(r) + q_3 c_{2,k}'(r) - q_1 \left(\frac{2\pi k}{T}\right)^2 c_{2,k}(r) = c_{1,k}(r). \quad (3.76)$$

Коэффициенты разложения входного воздействия $c_{1,k}(r)$ здесь предполагаются уже известными (полученными за счёт предварительного постолбцового разложения в ряд Фурье функции возмущений $u_1(t,r)$ в ходе моделирования). В численном решении индекс k в скобке третьего слагаемого можно менять или зафиксировать. Оба варианта, но при различных сочетаниях значений q_1, q_2, q_3 , приводят к желаемому результату – ослаблению сигнала с расстоянием при сохранении его формы.

Введём краткие обозначения для коэффициентов последнего записанного уравнения. Пусть:

$$p_1 = q_2, \quad p_2 = q_3, \quad p_3 = -q_1 \left(\frac{2\pi k}{T}\right)^2, \quad p_1, p_2, p_3 \in \mathbb{R}, \quad (3.77)$$

где: p_1, p_2, p_3 – коэффициенты обыкновенного дифференциального уравнения.

Тогда для отдельно взятой гармоники (и для одного коэффициента разложения) приходим к комплексному дифференциальному уравнению [74,75] второго порядка с постоянными коэффициентами:

$$p_1 c_{2,k}''(r) + p_2 c_{2,k}'(r) + p_3 c_{2,k}(r) = c_{1,k}(r). \quad (3.78)$$

Простейшее гармоническое колебание с фиксированными амплитудой, частотой и фазой в предложенном методе приводит к единственному комплексному *ОДУ*. Сложный сигнал имеет полигармоническое представление. Каждому коэффициенту разложения $c_{2,k}(r)$ искомой функции соответствует своё комплексное *ОДУ* с правой частью в виде коэффициента разложения $c_{1,k}(r)$ возмущающей функции.

3.2.3 Дискретизация решения

Вернёмся к комплексным *ОДУ*, полученным ранее. Итак, работая в поле комплексных чисел, мы задали входной сигнал с требуемым типом цифровой модуляции (разместили его в действительной части $u_1(t,r)$), наложили собственные шумы передатчика, учли свойства среды с помощью коэффициентов уравнения в *ЧП*. Далее применили метод Фурье разделения переменных, задали временной базис, получили постолбцовое комплексное разложение в ряд Фурье для функции входных воздействий $u_2(t,r)$, найдя тем самым коэффициенты $c_{1,k}(r)$, после чего получили множество комплексных *ОДУ* второго порядка для нахождения $c_{2,k}(r)$. Далее необходимо численными методами найти решения всех комплексных *ОДУ*, после чего вернуться к разложению $u_2(t,r)$, подставить туда все найденные $c_{2,k}(r)$ и выделить действительную часть $u_2(t,r)$.

Для записи приближённого решения общей математической модели распространения радиосигнала введём разностные отношения вместо производных. Подчеркнём, что хотя функции $u_1(t,r)$ и $u_2(t,r)$ теперь

комплексные, коэффициенты p_1, p_2, p_3 , тем не менее, по-прежнему действительные. Действительный характер p_1, p_2, p_3 позволяет в программной реализации модели сразу (без дополнительных преобразований) поочерёдно вычислять действительные и мнимые части $c_{2,k}(r)$ по формуле:

$$c_{2,k,n} = \begin{cases} c_{1,k,n}, & n = 1, \\ \frac{c_{1,k,n} \Delta r^2 + p_1 (2c_{2,k,n-1}) + p_2 \Delta r c_{2,k,n-1}}{p_1 + p_2 \Delta r + p_3 \Delta r^2}, & n = 2, \\ \frac{c_{1,k,n} \Delta r^2 + p_1 (2c_{2,k,n-1} - c_{2,k,n-2}) + p_2 \Delta r c_{2,k,n-1}}{p_1 + p_2 \Delta r + p_3 \Delta r^2}, & n \geq 3, \end{cases} \quad (3.79)$$

$$c_{1,k,n}, c_{2,k,n} \in \mathbb{C}, \quad p_1, p_2, p_3 \in \mathbb{R},$$

где: n – индекс координатных отметок по r .

Отметим, что в научной литературе такой приём называется «расщеплением» обыкновенного дифференциального уравнения на два действительных. Данный подход был бы неприемлем, если бы коэффициенты p_1, p_2, p_3 были комплексными и хотя бы один из них имел бы ненулевую мнимую часть.

В рассматриваемом же случае коэффициенты разложения $c_{2,k}(r)$ в ходе расчёта следует по очереди перебирать один за другим, а по окончании цикла перебора вернуться к исходной формуле разложения и получить искомую функцию:

$$u_2(t, r) = \sum_{k=0}^{K-1} c_{2,k}(r) e^{i \frac{2\pi kt}{T}}, \quad t \in (0, T). \quad (3.80)$$

Отметим, что данная формула в приближённой модели, по сути, является постолбцовым обратным комплексным преобразованием Фурье. Реакцию на возмущение извлекаем из действительной части $u_2(t, r)$. Если $u_2(t, r)$ описывала напряжённость электрического поля, то при известной конфигурации антенны можем найти напряжение на входе приёмного устройства.

3.2.4 Алгоритм решения

Подытожим полученные результаты и опишем подробно метод и алгоритм решения уравнения в *ЧП* с произвольной правой частью. Суть метода состоит в следующем (рисунок 3.1). Искомая функция $u_2(t,r)$ и функция возмущения $u_1(t,r)$ аппроксимируются рядами Фурье. Вклад каждой гармоники учитывается отдельно. Каждому коэффициенту разложения Фурье $c_{1,k}$ в функции $u_1(t,r)$ соответствует свой коэффициент разложения Фурье $c_{2,k}$ в функции $u_2(t,r)$. Коэффициенты разложения $c_{1,k}$ функции возмущения $u_1(t,r)$ являются известными, поскольку возмущение задано. Коэффициенты разложения $c_{2,k}$ искомой функции $u_2(t,r)$ предстоит найти. Таким образом, задача решения уравнения в частных производных сводится к тому, чтобы найти все коэффициенты разложения искомой функции $u_2(t,r)$ при известных значениях коэффициентов разложения функции возмущения $u_1(t,r)$.

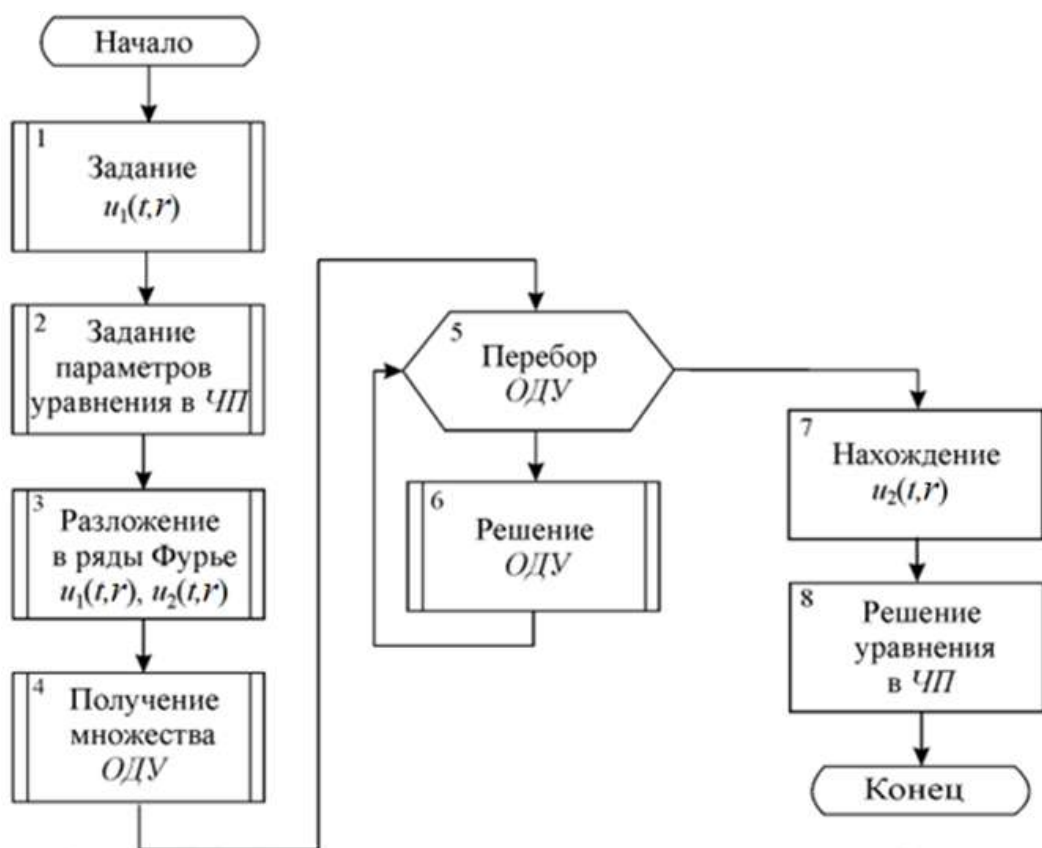


Рисунок 3.1. Алгоритм решения уравнения в *ЧП*

с произвольной правой частью

Вследствие применения преобразования Фурье к функциям $u_1(t,r)$ и $u_2(t,r)$, исходное уравнение в частных производных (ЧП) распадается на несколько сотен обыкновенных дифференциальных уравнений (ОДУ), по одному для каждой гармоники. Каждое отдельно взятое ОДУ связывает пару коэффициентов разложения $c_{1,k}$ и $c_{2,k}$. Решая эти ОДУ, последовательно находим коэффициенты разложения $c_{2,k}$ искомой функции $u_2(t,r)$ при известных коэффициентах разложения $c_{1,k}$ функции возмущения $u_1(t,r)$.

Полученные ОДУ решаются последовательно, одно за другим. Решение ОДУ осуществляется компьютерными средствами. Найденные по отдельности решения ОДУ вновь собираются «воедино». Результатом решения всех ОДУ является набор коэффициентов разложения $c_{2,k}$ искомой функции $u_2(t,r)$. По набору найденных коэффициентов разложения $c_{2,k}$ восстанавливается искомая функция $u_2(t,r)$ и из неё извлекается реакция на возмущение $u_1(t,r)$.

Точность представления функций $u_1(t,r)$ и $u_2(t,r)$ зависит от количества гармоник в преобразовании Фурье. Чем больше гармоник используется для описания возмущения $u_1(t,r)$ и реакции $u_2(t,r)$, тем точнее отражаются формы сигналов, шумов и помех, но тем больше машинного времени требуется на поиск численных решений совокупностей ОДУ. Количество используемых гармоник выбирается с учётом спектров сигналов, шумов и помех.

Поясним суть предложенного метода решения уравнения в ЧП на уровне расчётных формул. Сигнал размещается в действительной части $u_1(t,r)$. Разложение по временному базису функции входных воздействий $u_1(t,r)$ и искомой функцию $u_2(t,r)$ даёт:

$$u_1(t,r) = \sum_{k=0}^{K-1} c_{1,k}(r) e^{i \frac{2\pi kt}{T}}, \quad u_2(t,r) = \sum_{k=0}^{K-1} c_{2,k}(r) e^{i \frac{2\pi kt}{T}}, \quad (3.81)$$

где: $c_{1,k}(r), c_{2,k}(r)$ – комплексные коэффициенты разложения функции входных воздействий и искомой функции соответственно; k – индекс коэффициентов разложения (индекс гармоник); K – количество коэффициентов (гармоник) разложения; i – мнимая единица.

Коэффициенты разложения $c_{1,k}(r)$ функции входных воздействий $u_1(t,r)$ известны, поскольку возмущение задано. Коэффициенты $c_{2,k}(r)$ искомой функции $u_2(t,r)$ предстоит найти. Используя введённые обозначения, для нахождения коэффициентов $c_{2,k}(r)$ приходим к совокупности комплексных дифференциальных уравнений вида:

$$q_2 c_{2,k}''(r) + q_3 c_{2,k}'(r) - q_1 \left(\frac{2\pi k}{T} \right)^2 c_{2,k}(r) = c_{1,k}(r). \quad (3.82)$$

Данные уравнения решаются численными методами с заменой производных разностными отношениями. После нахождения всех $c_{2,k}(r)$ следует возврат к разложению искомой функции:

$$u_2(t,r) = \sum_{k=0}^{K-1} c_{2,k}(r) e^{i \frac{2\pi k t}{T}}. \quad (3.83)$$

Реакция на возмущение извлекается из действительной части $u_2(t,r)$. Из найденного общего решения $u_2(t,r)$ выделяется частное решение, соответствующее расстоянию передачи с фиксированным r .

Благодаря произвольности возмущения $u_1(t,r)$ в правой части уравнения, математической моделью радиоканала охвачены все основные типы цифровой модуляции сигнала, а также все разновидности шумов и помех. При этом, помимо типа модуляции и наличия шумов и помех, математическая модель радиоканала на основе уравнения в ЧП позволила совместно учесть целый ряд других влияющих факторов, включая: свойства среды, несущую частоту, расстояние передачи, а также наличие препятствий, отражений и многолучевое распространение. Универсальность уравнения в ЧП с произвольной правой частью обеспечила повышение точности параметрического расчета и радиоканала в пользу обеспечения помехоустойчивости и сохранения качества беспроводной передачи цифровых изображений.

3.2.5 Геометрическая интерпретация

Функция $u_2(t,r)$ является двумерной и показывает распространение сигнала во времени t сразу для всех расстояний r (рисунок 3.2). Чтобы получить одномерный профиль сигнала на определённом расстоянии, из найденного общего решения $u_2(t,r)$ выделяется частное решение (сечение) с конкретным значением координаты r . Выделения частного решения осуществляется по принципу секущей плоскости P . Частное решение извлекается из действительной части $u_2(t,r)$. Таким образом, определяется сигнал, соответствующий координате приёмной антенны.

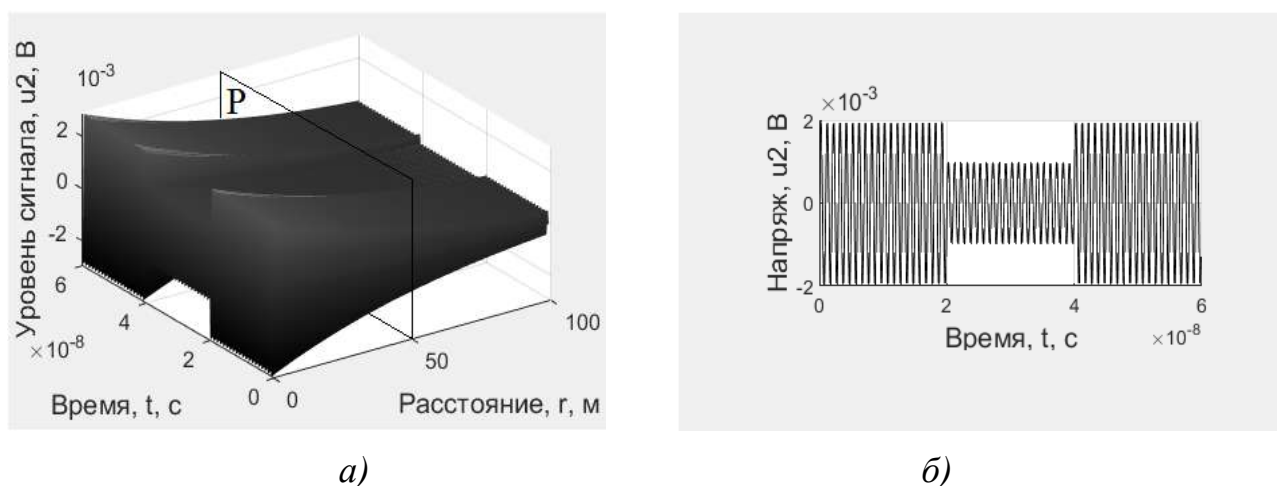


Рисунок 3.2. Геометрическая интерпретация искомой функции $u_2(t,r)$ на примере сигнала с цифровой АМ: а) – общее решение; б) – частное решение на заданном расстоянии

Частное решение $u_2(t,r)$ на конкретном расстоянии r уже не зависит от координаты r и описывается привычной нам одномерной функцией уровня сигнала от времени t . В данном случае в качестве примера показан график сигнала с цифровой амплитудной модуляцией. Шумы и помехи не добавлены. Кривая затухания вдоль r описывается экспоненциальной зависимостью и дополнительно корректируется с помощью полиномиальной аппроксимации в зависимости от несущей частоты и расстояния передачи.

3.3 Ограничения на решение

Данный подраздел посвящён условиям и ограничениям, накладываемым на решение уравнения в ЧП. На точность найденного решения $u_2(t,r)$ влияют следующие факторы: частота дискретизации (теорема Котельникова), устойчивость решений *ОДУ*, а также сходимости рядов Фурье. Эти ограничения должны учитываться в процессе моделирования.

3.3.1 Условия устойчивости

Для вывода условий устойчивости решения уравнения в ЧП воспользуемся критерием Гурвица. Возьмём за основу случай моногармонического сигнала. Запишем однородное *ОДУ*, соответствующее этому случаю:

$$p_1 b_2''(r) + p_2 b_2'(r) + p_3 b_2(r) = 0. \quad (3.84)$$

Составим матрицу определителей Гурвица:

$$H = \begin{pmatrix} p_2 & 0 \\ p_1 & p_3 \end{pmatrix}, \quad (3.85)$$

где: H – матрица определителей Гурвица. Отсюда условия устойчивости решения однородного *ОДУ*:

$$p_1 > 0, \quad p_2 > 0, \quad p_2 p_3 > 0, \quad (3.86)$$

где: p_1, p_2, p_3 – коэффициенты *ОДУ*.

Устойчивость уравнения в ЧП с моногармоническим возмущением гарантируется устойчивостью единственного *ОДУ*, соответствующего единственной гармонике разложения. Устойчивость уравнения в ЧП с полигармоническим возмущением гарантируется совместной устойчивостью всех *ОДУ*, на которые распадается исходное уравнение в ЧП.

3.3.2 Условия дискретизации

Для получения условия дискретизации решения уравнения в ЧП воспользуемся теоремой Котельникова. Согласно данной теореме, частота дискретизации решения по времени должна превосходить максимальную частоту возмущения как минимум в 2 раза. Отсюда условие дискретизации по выбору временного шага:

$$\Delta t \leq \frac{1}{2v_{\max}}, \quad (3.87)$$

где: v_{\max} – максимальная частота в спектрах сигнала и шума. Граница v_{\max} чаще определяется не максимальной частотой сигнала, а правой границей частотных диапазонов шумов и помех, поскольку они обычно имеют широкополосный спектр. Так, например, при Δt равном 0.1 нс, дискретная модель будет объективно описывать волнообразные шумовые всплески и помехи в частотном диапазоне от 0 до 5 ГГц. При этом спектр шума при моделировании должен быть согласован с условием дискретизации и, при необходимости, ограничен сверху.

3.3.3 Условия сходимости

Ещё одним ограничением на решение уравнения в ЧП с произвольной правой частью является ограничение на минимально необходимое количество гармоник разложения искомой функции и функции входных воздействий (рисунок 3.3). Недостаточно хорошая сходимость рядов Фурье в случае малого количества аппроксимирующих гармоник (коэффициентов ряда) проявляется в виде выбросов в местах резких изменений параметров сигнала (амплитуды, частоты или фазы) и свидетельствует о некачественной аппроксимации функций $u_1(t,r)$ и $u_2(t,r)$.

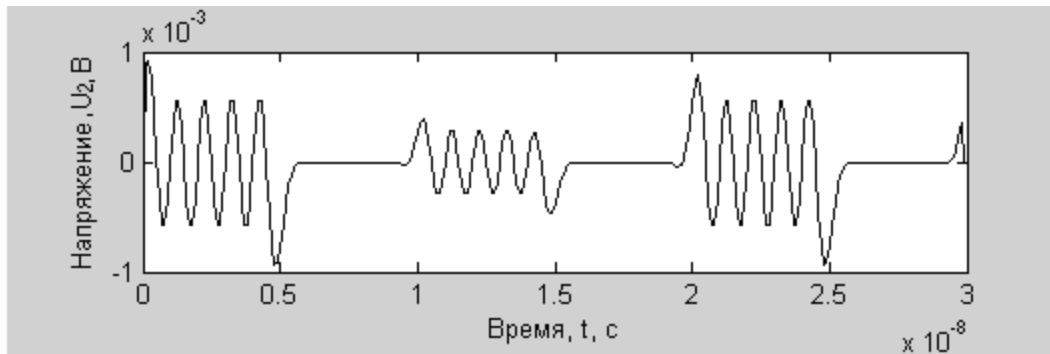


Рисунок 3.3. Пример негативного влияния сходимости рядов Фурье

Указанный недостаток обусловлен тем, что в дальней зоне при слабом сигнале начинает сильно сказываться приближённый характер разложения функции возмущения $u_1(t,r)$ и искомой функции $u_2(t,r)$. Это становится особенно заметно при малом количестве коэффициентов разложения. Для повышения качества аппроксимации искомой функции и функции входных воздействий следует увеличить количество гармоник в разложении Фурье. Условие сходимости рядов Фурье по минимально необходимому количеству гармоник можно записать в следующем виде:

$$K : \Delta A \rightarrow 0, \quad (3.88)$$

где: K – количество гармоник разложения Фурье; ΔA – величина ошибочного всплеска амплитуды сигнала, обусловленного недостаточной сходимостью рядов Фурье.

Согласно данному условию требуется подобрать такое количество гармоник K , при котором скачки амплитуды сигнала в местах изменения модулируемых параметров будут минимальными. Допустимая величина всплеска ΔA определяются исходя из уровня сигнала. Минимально необходимое количество гармоник K в преобразовании Фурье рекомендуется подбирать экспериментально в ходе моделирования.

3.4 Выводы

В данной главе на основе уравнения в частных производных второго порядка с произвольной правой частью разработана математическая модель распространения сигнала произвольной формы, обеспечившая произвольность в выборе типа цифровой модуляции сигнала, а также в задании различных типов шумов и помех с совместным учётом прочих влияющих факторов, включая свойства среды, наличие препятствий, отражений и многолучевое распространение. Универсальность предложенной математической модели позволила повысить точность параметрического расчёта радиоканала в пользу сохранения качества цифровых изображений и было положено в основу метода проектирования радиоканала со встроенным видеокодеком. Основные результаты проведённых исследований состоят в следующем:

- поставлена задача обеспечения произвольности типа цифровой модуляции сигнала в рамках предложенной математической модели радиоканала, предложено решать данную задачу на основе уравнения в *ЧП* второго порядка с произвольной правой частью;

- для оценки возможности сочетания аналитических и численных методов решения универсального уравнения в *ЧП* с произвольной правой частью в качестве предварительного шага рассмотрена упрощённая модель радиоканала с моногармоническим сигналом, распространяющимся при отсутствии шумов и помех;

- на основе метода Фурье разделения переменных и метода конечных разностей найдены аналитическое и численное решение упрощённого уравнения для случая одной гармоники, показано, что в случае моногармонического сигнала решение уравнения в *ЧП* сводится к нахождению решения неоднородного *ОДУ* второго порядка;

- проведён сравнительный анализ аналитического и численного решений, установлено, что численное решение в точности повторяет аналитическое по форме, но имеет небольшое отклонение по уровню которое, тем не менее, можно компенсировать за счёт введения соответствующего коэффициента пропорциональности;

- сделан вывод, что сочетание аналитических и численным методов решения уравнения в *ЧП* может быть использовано для перехода от упрощённой математической модели с одной гармоникой к более общей модели с произвольным возмущающим воздействием и распространением радиосигнала в условиях шумов и помех;

- на основе сочетания аналитических и численных методов получено решение уравнения в частных производных второго порядка с переменными коэффициентами и произвольной правой частью, обеспечившая произвольность в выборе типа цифровой модуляции сигнала, а также в задании произвольных типов шумов и помех;

- в основу решения уравнения в *ЧП* с произвольной правой частью положено полигармоническое представление сигнала с аппроксимацией возмущающего воздействия и ответной реакции рядами Фурье, показано, что наличие множества гармоник позволяет эффективно вовлечь в расчёт как полезную, так и вредоносную составляющую возмущения, обеспечивая тем самым произвольность формы сигналов, а также шумов и помех;

- разработаны метод и алгоритм решения предложенного уравнения в *ЧП* с произвольной правой частью, проанализированы границы применимости предложенного технического решения, приведён перечень условий и ограничений на расчётные параметры, включая условия устойчивости, дискретизации и сходимости рядов Фурье;

- показано, что помимо типа модуляции и произвольной формы шумов и помех, предложенная математическая модель радиоканала охватывает множество других влияющих факторов, включая фактор компрессии, свойства среды, наличие препятствий, отражений и многолучевое распространение, что определяет её практическую пользу применительно к задаче беспроводного мониторинга транспортных потоков города.

ГЛАВА 4.

МЕТОД КОМПРЕССИИ ЦИФРОВЫХ ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЙ С ВЫСОКОЧАСТОТНЫМ СПЕКТРОМ

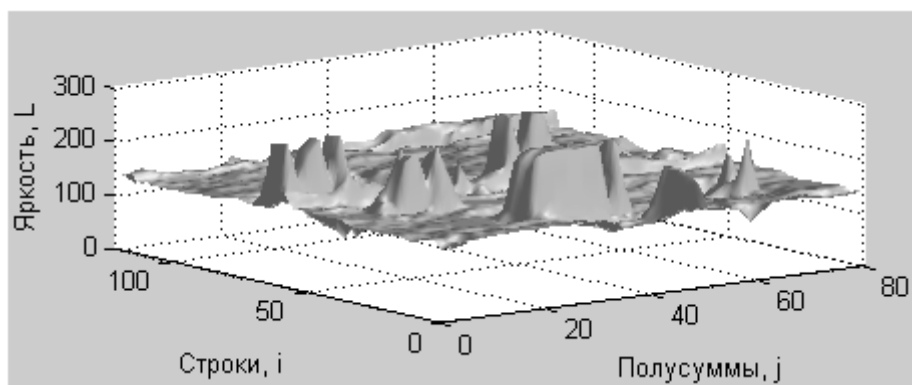
В данной главе с целью повышения качества декодируемых изображений транспортных потоков при одновременном снижении требований к пропускной способности радиоканала разработан перспективный метод компрессии цифровых изображений и видеокодек на его основе [134–137]. Задача компрессии высокочастотного компонента изображения рассмотрена в нём как задача классического вариационного исчисления [114–116] с перераспределением приоритетов по принципу «объём кода - качество декодируемого изображения» [76]. Описаны математическая модель метода и алгоритм работы видеокодека. Проведена предварительная оценка эффективности метода.

4.1 Описание видеокодека

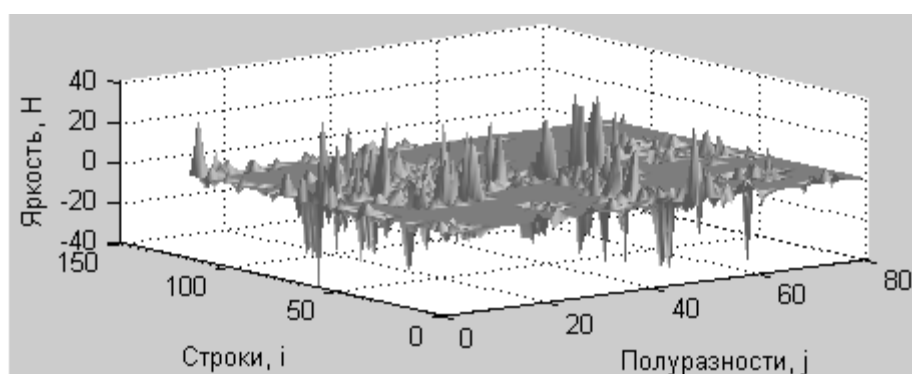
В данном подразделе осуществлён выбор прототипного метода компрессии на основе вейлет-преобразования Хаара. Продемонстрирован недостаток прототипного метода по отношению к изображениям с высокочастотным спектром. Представлен общий алгоритм работы предложенного видеокодека [139]. Дано описание процесса компрессии низкочастотного компонента преобразования Хаара в предложенном методе.

4.1.1 Недостаток прототипного метода

В качестве метода-прототипа выбрано преобразование Хаара с нахождением полусумм и полуразностей. Основным недостатком данного метода является низкий коэффициент компрессии изображений, имеющих высокочастотный спектр [148]. Именно к этой группе изображений относятся изображения



a)



б)

Рисунок 4.2. Результат прямого преобразования Хаара для изображения транспортного потока (синяя матрица): *a)* – низкочастотный компонент L ; *б)* – высокочастотный компонент H

Сжатие обычно достигается за счет высокочастотной составляющей H , поскольку она имеет малые абсолютные значения и требует меньшей ширины разрядной сетки для хранения и передачи информации. Однако, если изображение имеет высокочастотный спектр (как в нашем случае), то эффект сжатия становится минимальным. Иными словами, как уже отмечалось ранее, преобразование Хаара теряет эффективность по отношению к сжатию изображений с высокочастотным спектром. В этом заключается его главный недостаток, на устранение которого направлено предлагаемое техническое решение.

4.1.2 Алгоритм работы видеокодека

Алгоритм разработанного видеокодека представлен ниже (рисунок 4.3). Левая часть блок-схемы соответствует кодеру, правая – декодеру. Схема учитывает только компрессию и декомпрессию изображения (без передачи). Компрессия низкочастотного компонента пулусумм L осуществляется одинаково и в прототипном, и в предложенном методах. Различие состоит [148] в кодировании высокочастотного компонента полуразностей H .

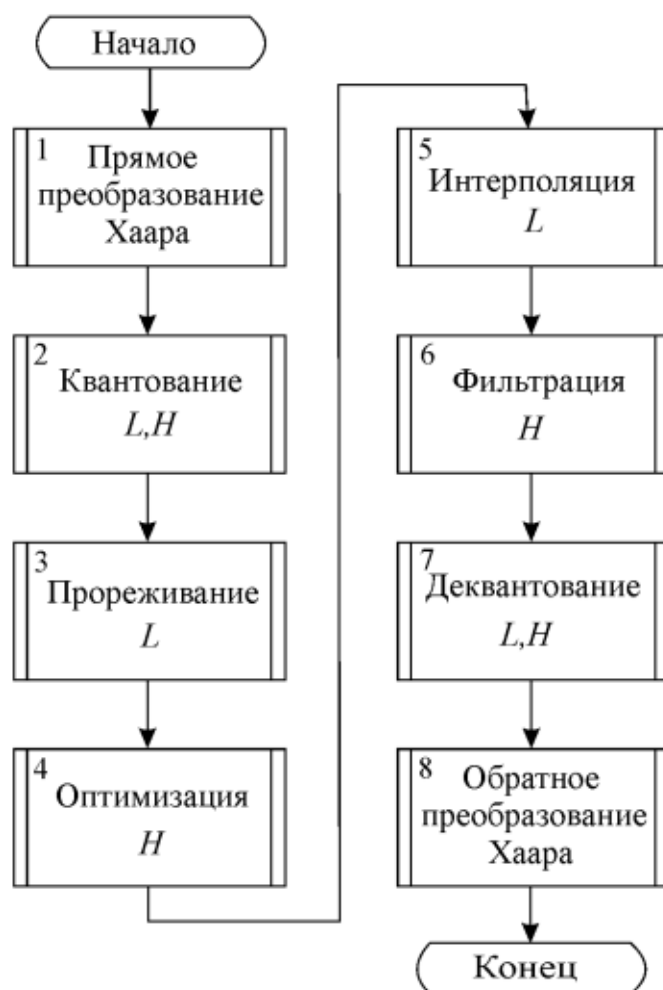


Рисунок 4.3. Алгоритм работы видеокодека

Дополнительное повышение коэффициента компрессии или качества декодируемого изображения достигается за счёт оптимальной компрессии H . Представленный алгоритм не является единственно возможным. Очередность следования блоков по обработке L и H в кодере и декодере можно поменять местами, главное, чтобы сохранился состав блоков алгоритма.

4.1.3 Компрессия низкочастотного компонента

Поскольку компонент L имеет низкочастотный спектр и достаточно плавные переходы на графике, то кодировать и передавать декодеру без существенной потери в качестве изображения можно не все, а только часть значений L , используя прореживание на стороне кодирования и обратную интерполяцию на стороне декодирования. В предложенном методе строки и столбцы передаются с прореживанием в два раза с шагом через один элемент по строкам и через один элемент по столбцам (рисунок 4.4). После прореживания количество передаваемых элементов L сокращается в 4 раза, а коэффициент компрессии возрастает.

Всё множество ячеек интерполяционной решётки логически разбивается на опорные (обозначены чёрными точками) и интерполируемые (обозначены как «пустые»). Декодеру передаются квантованные значения только в опорных ячейках, а значения «пустых» ячеек являются для него изначально неизвестными.

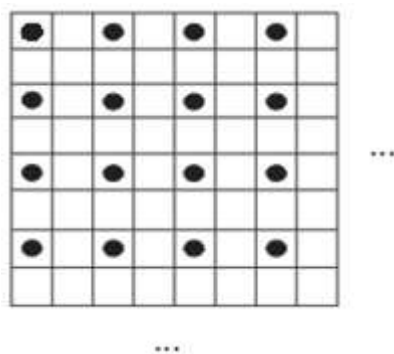


Рисунок 4.4. Интерполяционная решётка
для компонента L

На стороне декодирования сначала восстанавливаются нечётные строки (в которых есть опорные элементы). Перебор ячеек в интерполируемой строке идёт слева-направо с шагом в две ячейки. Для всех ячеек, кроме последних в строках, интерполируемое значение находится как среднее арифметическое между опорными ячейками слева и справа от «пустой» ячейки. Последний столбец заполняется значениями из предпоследнего.

Далее восстанавливаются чётные строки. Перебор ячеек в «пустой» строке идёт слева-направо с шагом в одну ячейку. Интерполируемые значения для всех строк кроме последней вычисляются как среднее арифметическое между значениями верхней и нижней ограничивающими ячейками в столбце. Последняя строка заполняется значениями предпоследней.

Вследствие прореживания коэффициент компрессии для L в отдельности становится равным как минимум 4 (а при повышении значения коэффициента квантования увеличивается ещё больше). Таким образом, благодаря низкочастотному спектру и прореживанию L , дальнейшее повышение общего коэффициента компрессии слабо зависит от низкочастотного компонента L и на первый план выходит высокочастотный компонент H .

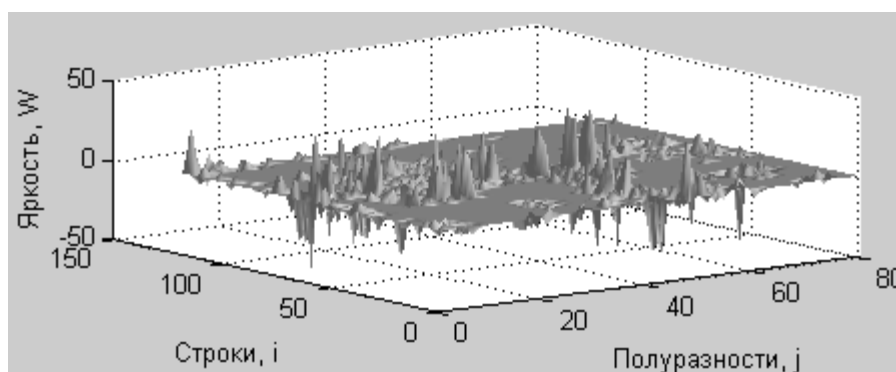
4.2 Компрессия высокочастотного компонента

В данном подразделе приводятся математическая модель компрессии высокочастотного компонента преобразования Хаара в предложенном методе. Задача компрессии рассматривается как задача классического вариационного исчисления [76] с перераспределением приоритетов по принципу «объём кода - качество декодируемого изображения» [159–161]. Излагается суть задачи оптимизации. Приводится конструкция функционала. Анализируются необходимые и достаточные условия его экстремума. Проверяется устойчивость экстремального решения. Описывается алгоритм работы видеокодека на базе предложенного метода.

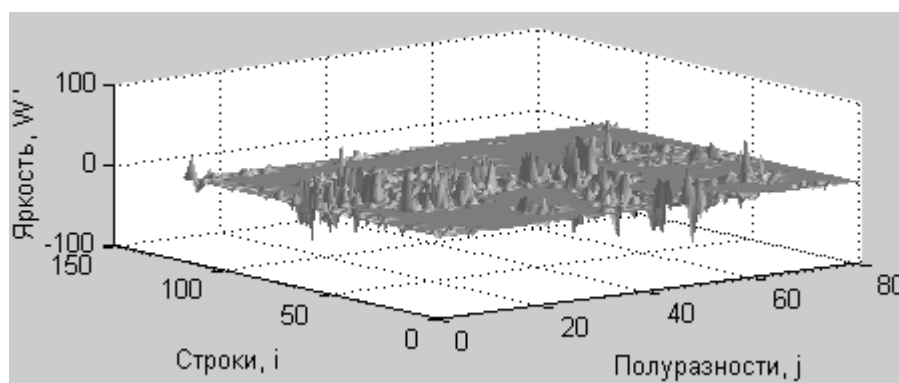
4.2.1 Постановка задачи оптимизации

В рамках задачи оптимизации будем обозначать высокочастотный компонент преобразования Хаара через W вместо H (рисунок 4.5). Для обозначения двумерных функций, представляющих матрицы, будем использовать заглавные символы. Для одномерных функций, представляющих

отдельную строку, будем использовать одноимённые строчные символы. Для построения графиков выберем синюю цветовую матрицу изображения.



a)



б)

Рисунок 4.5. Графики функции высокочастотного компонента преобразования Хаара и её первой построчной производной: *a)* – исходная функция W ; *б)* – первая построчная производная W'

Прежде всего отметим, что по виду графиков W и W' сложно отдать предпочтение в пользу самой функции W или её первой построчной производной W' , поскольку они обе имеют высокочастотный характер спектра и сопоставимые по уровню значения. По указанной причине нет смысла переходить к производной W' с целью снижения разрядной сетки и увеличения коэффициента компрессии, а за основу целесообразно взять W .

Задача оптимизации изначально ставится и решается в Банаховом пространстве функций, непрерывно дифференцируемых на отрезке [76]. Решение основывается на принципах оптимизации и распределения приоритетов, а также на принципах вариационного исчисления.

Суть технического решения по компрессии высокочастотного компонента W состоит в том (рисунок 4.6), что к данному компоненту в кодере построчно подмешивается дополнительный сигнал Q (более низкочастотный, чем W), который на стороне компрессии сглаживает первую построчную производную W и повышает коэффициент компрессии, а на стороне декодирования устраняется фильтром высоких частот с целью сохранения качества изображения.

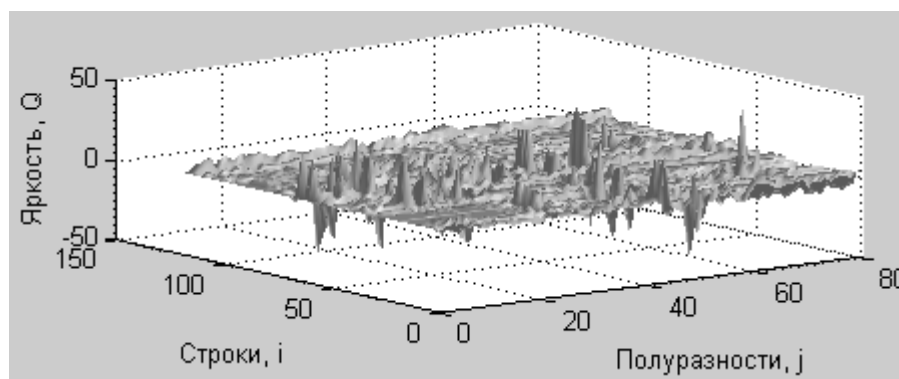
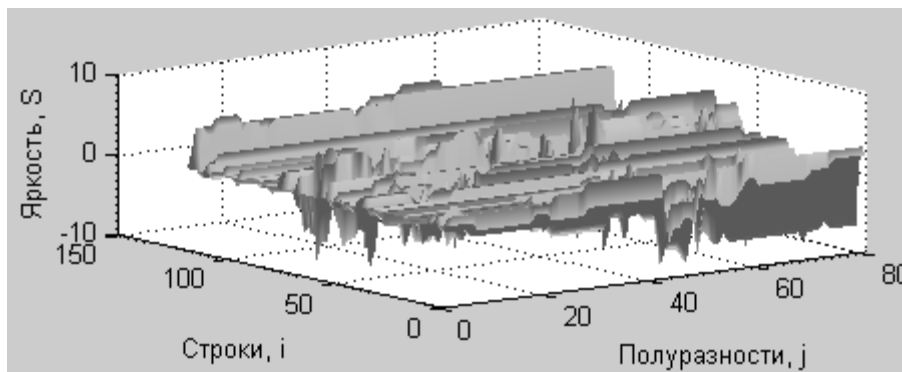


Рисунок 4.6. График добавочного компонента Q

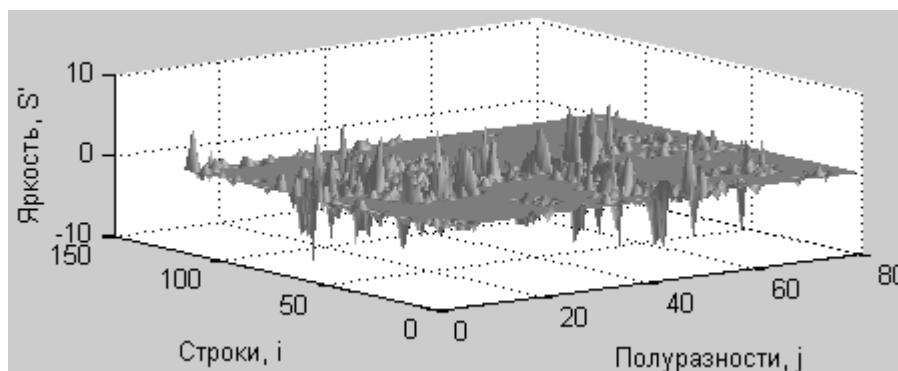
Сигнал S , вычисленный как сумма $W+Q$ оказывается достаточно гладкой функцией, первая построчная производная S' которой имеет малые абсолютные значения и большие скопления нулей (рисунок 4.7), что является основной причиной повышения коэффициента компрессии. Чем более гладкой является функция S , тем больше нулевых значений содержит её первая производная S' , тем выше в конечном итоге оказывается коэффициент компрессии.

Декодеру передаётся не исходный высокочастотный W , а первая производная суммы $W+Q$, то есть величина S' , равная $(W+Q)'$. За счёт малых абсолютных значений S' коэффициент компрессии видеокодека повышается. Однако низкочастотный компонент Q оказывается лишним в декодере и

устраняется с помощью фильтра высоких частот. Для того, чтобы иметь такую возможность, сигнал Q ещё изначально в кодере задаётся с более низкочастотным спектром, чем исходный сигнал W .



а)



б)

Рисунок 4.7. Графики суммы и построчной производной суммы:

а) – сумма S ; б) – первая построчная производная S'

Фильтр декодера не может полностью удалить сторонний компонент Q , поэтому одноимённые сигналы W в кодере и декодере различаются, однако это различие незначительно (рисунок 4.8), а следовательно, незначительной оказывается и ошибка декодирования изображения после обратного преобразования Хаара. Рассогласование R в данном случае определяет качество декодируемого изображения. Малые значения R свидетельствуют о высоком качестве изображения на стороне декодирования.

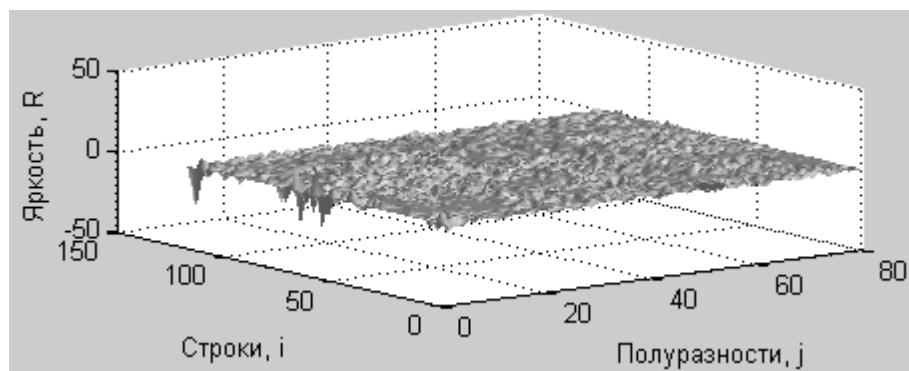


Рисунок 4.8. Рассогласование R для W
в кодере и декодере

Таким образом, в кодере добавочный сигнал Q сглаживает первую построчную производную высокочастотного компонента W преобразования Хаара, что благоприятно сказывается на повышении коэффициента компрессии, а в декодере устраняется с помощью фильтра высоких частот, что позволяет сохранить качество декодируемого изображения. Декодеру «известен» математический аппарат и алгоритм работы кодера, поэтому он может восстановить исходное изображение, применив соответствующие преобразования.

Перейдём к формулировке задачи оптимизации. Итак, математическая интерпретация задачи оптимизации для отдельно взятой строки высокочастотного компонента преобразования Хаара состоит в следующем. Есть одномерная функция w , имеющая высокочастотный спектр, и, как следствие, большие по абсолютным значениям первые производные. Необходимо к исходной функции w подмешать в кодере и устранить в декодере добавочную функцию q таким образом, чтобы, во-первых, суммарная функция $w+q$ была бы как можно более гладкой (это повысит коэффициент компрессии в кодере), но с другой стороны, чтобы исходная функция w в кодере и соответствующая ей функция выхода фильтра f в декодере как можно меньше отличались бы по абсолютным значениям (это сохранит качество изображения в декодере).

4.2.2 Конструирование функционала

С математической точки зрения задачу компрессии отражает функционал J , содержащий целевую функцию с двумя приоритетными слагаемыми, и одно ограничение связи при множителе Лагранжа (скобка при λ), то есть:

$$J(q, f) = \int_0^b \left(c_1 ((w+q)')^2 + c_2 (w-f)^2 + \lambda (a(k(w+q)-f)' - f) \right) dx, \quad (4.1)$$
$$J \in \mathbb{R}, \quad x \in \mathbb{R}, \quad b \in \mathbb{N}, \quad x \in [0, b],$$
$$w(x), q(x), f(x) \in \mathbb{R}, \quad \lambda(x) \in \mathbb{R}, \quad a, k \in \mathbb{R},$$
$$c_1 \in \mathbb{R}_+, \quad c_2 \in \mathbb{R}_+,$$

где: $J(q, f)$ – функционал; x – аргумент (в дискретном случае ассоциируется с индексом элемента преобразования); b – верхняя граница области интегрирования (в дискретном виде ассоциируются с концом текущей строки элементов преобразования); $w(x)$ – входная функция; $q(x)$ – добавочная функция; $f(x)$ – функция выхода фильтра декодера; c_1, c_2 – весовые коэффициенты; $\lambda(x)$ – функция-множитель Лагранжа; a – параметр фильтра (связан по смыслу с постоянной RC); k – коэффициент усиления фильтра на выходе (используется также как дополнительный коэффициент квантования).

Первое слагаемое функционала с коэффициентом c_1 характеризует цель повышения степени гладкости производной суммарной функции (требование объёма кодов). Второе слагаемое с коэффициентом c_2 характеризует цель сохранения незначительного различия входного кодируемого и выходного декодируемого сигналов (требование качества изображения). Приоритеты между указанными целями регулируются весовыми коэффициентами c_1, c_2 . Для определённости положим:

$$c_1 + c_2 = 1. \quad (4.2)$$

Чем выше значение c_1 , тем более гладкой становится суммарная функция $s=w+q$, тем меньшая разрядная сетка требуется для хранения значений её первой производной и тем больше проявляется эффект уплотнения кода. Выбор в пользу повышения значения c_2 , напротив, сохраняет качество изображения, но обеспечивает низкий коэффициент компрессии.

Ограничение связи при функции-множителе Лагранжа λ , представляет собой фильтр высоких частот на основе RC -цепи, в которой выходной сигнал фильтра снимается с резистора (рисунок 4.9). Через параметр a задаётся частота среза фильтра.

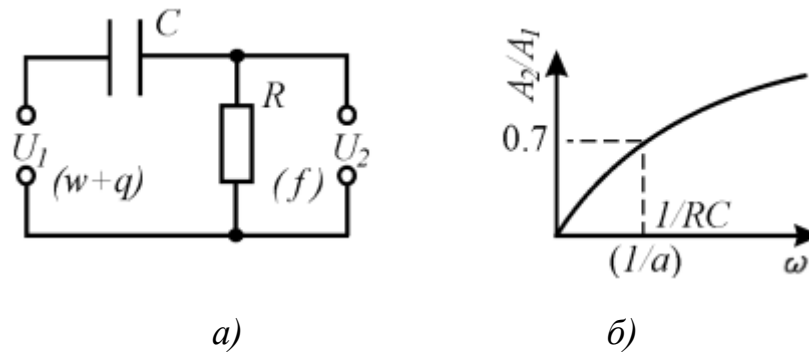


Рисунок 4.9. Аналогия между аналоговым $\Phi В Ч$ и ограничением связи в задаче оптимизации: а) – принципиальная схема аналогового фильтра; б) – АЧХ фильтра

Для лучшего понимания функционал удобно представить как сумму целевой функции и функции ограничения:

$$\begin{aligned}
 J(q, f) &= \int_0^b \left(c_1 ((w+q)')^2 + c_2 (w-f)^2 + \lambda (a(k(w+q) - f)' - f) \right) dx = \\
 &= G(q, f) + \lambda F(q, f),
 \end{aligned}
 \tag{4.3}$$

где: $G(q, f)$ – целевая функция; $F(q, f)$ – функция ограничения при множителе Лагранжа.

Целевая функция по смыслу отражает наши цели – повышение коэффициента компрессии и сохранение качества изображений. Она формируется из первых двух слагаемых функционала с весовыми коэффициентами:

$$G(q, f) = c_1((w + q)')^2 + c_2(w - f)^2. \quad (4.4)$$

Функция ограничения (связи) по смыслу отражает необходимость учёта фильтра низких частот декодера ещё на этапе кодирования. Иными словами, кодер должен ещё изначально «наперёд иметь в виду», что в декодере есть фильтр, математическая модель которого выступает для кодера ограничением связи:

$$F(q, f) = a(k(w + q) - f)' - f. \quad (4.5)$$

Поскольку решение приводит к системе обыкновенных дифференциальных уравнений, то для выделения частного решения (решения задачи Коши) в качестве граничных условий на левом краю области определения функций примем следующие:

$$\begin{aligned} q'(0) &= 0, & q(0) &= 0, \\ f'(0) &= 0, & f(0) &= 0, \\ \lambda'(0) &= 0, & \lambda(0) &= 0, \\ w'(0) &= 0, & w(0) &= 0. \end{aligned} \quad (4.6)$$

В заключении данного пункта выпишем также отдельно интегрант (подынтегральное выражение) функционала:

$$I(q, f) = c_1((w + q)')^2 + c_2(w - f)^2 + \lambda(a(k(w + q) - f)' - f), \quad (4.7)$$

где: $I(q, f)$ – интегрант функционала.

4.2.3 Необходимые и достаточные условия экстремума

Следующим этапом решения вариационной задачи является обеспечение экстремума функционала и проверки необходимых и достаточных условий экстремума [76]. Необходимые условия экстремума формируются из условия равенства нулю первой вариации функционала (аналог первого дифференциала в функциональном анализе). При заданной конструкции целевой функции экстремумом функционала будет минимум.

Начнём с необходимых условий экстремума. Отметим, что в литературных источниках очень подробно освещаются подходы и алгоритмы действий для проверки данного условия. Воспользуемся методом неопределённых множителей Лагранжа [76]. Система уравнений Эйлера для нахождения экстремалей функционала, без учёта ограничения, в общем виде запишется следующим образом:

$$\begin{cases} \frac{d}{dx} I'_{q'} - I'_q = 0, \\ \frac{d}{dx} I'_{f'} - I'_f = 0. \end{cases} \quad (4.8)$$

Применительно к рассматриваемому функционалу получаем два уравнения Эйлера и одно ограничение связи, связанные в систему обыкновенных дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} 2c_1 w'' + 2c_1 q'' + ak\lambda' = 0, \\ -a\lambda' + 2c_2 w - 2c_2 f + \lambda = 0, \\ akw' + akq' - af' - f = 0. \end{cases} \quad (4.9)$$

Данная система решается на программном уровне в дискретном виде приближёнными методами с заменой производных разностными отношениями. Однако, условие равенства нулю первой вариации функционала является необходимым, но ещё не достаточным.

Перейдём к достаточным условиям экстремума. Здесь имеются несколько способов проверки. Например, достаточное условие экстремума в терминах вариаций гласит о том, что для обеспечения минимума функционала необходимо, чтобы его вторая вариация (аналог второго дифференциала в функциональном анализе) была положительной. При использовании матрицы Гёссе, это условие в данном случае можно записать так:

$$\delta^2 J(\mathbf{y}, \delta \mathbf{y}) = \int_0^b \delta \mathbf{y} \mathbf{G} (\delta \mathbf{y})^\tau dx > 0, \quad (4.10)$$

где: $\delta^2 J(x, \mathbf{y}, \delta \mathbf{y})$ – вторая вариация функционала; \mathbf{y} – вектор функций-аргументов функционала; $\delta \mathbf{y}$ – вектор первых вариаций функций-аргументов функционала; \mathbf{G} – матрица Гёссе; δ – обозначение вариации.

Поскольку скобка при множителе Лагранжа равна нулю при любых значениях аргумента x , за основу возьмём только первую часть функционала, то есть, только целевую функцию G без учёта ограничения связи F (слагаемое с λ). Тогда, в терминах вариаций получаем следующее достаточное условие минимума функционала в общем виде:

$$\delta^2 J(\mathbf{y}, \delta \mathbf{y}) = \frac{1}{2} \int_0^b (\delta q' \quad \delta f) \begin{pmatrix} \frac{\partial^2 G}{\partial q'^2} & \frac{\partial^2 G}{\partial q' \partial f} \\ \frac{\partial^2 G}{\partial f \partial q'} & \frac{\partial^2 G}{\partial f^2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta q' \\ \delta f \end{pmatrix} dx > 0. \quad (4.11)$$

То есть, вторая вариация функционала должна быть положительной при любых допустимых приращениях вариаций аргументов. Множитель 1/2 обусловлен представлением вариации с помощью ряда Тейлора. Вычисляя частные производные в матрице Гёссе, получаем:

$$\delta^2 J(\mathbf{y}, \delta \mathbf{y}) = \frac{1}{2} \int_0^b (\delta q' \quad \delta f) \begin{pmatrix} 2c_1 & 0 \\ 0 & 2c_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta q' \\ \delta f \end{pmatrix} dx > 0. \quad (4.12)$$

Раскрывая последнюю формулу для второй вариации нерасширенного функционала, приходим к следующей записи:

$$\delta^2 J(\mathbf{y}, \delta \mathbf{y}) = \frac{1}{2} \int_0^b (2c_1 \delta^2 q' + 2c_2 \delta^2 f) dx. \quad (4.13)$$

Поскольку весовые коэффициенты и квадраты функциональных вариаций всегда положительны, то заключаем, что экстремум функционала будет минимум.

4.2.4 Вывод расчётных формул

Перейдём к выводу расчётных формул, под которыми будем понимать формулы, подлежащие дискретизации и программированию. Запишем предварительно систему уравнений для нахождения экстремалей функционала:

$$\begin{cases} 2c_1 w'' + 2c_1 q'' + ak\lambda' = 0, \\ -a\lambda' + 2c_2 w - 2c_2 f + \lambda = 0, \\ akw' + akq' - af' - f = 0. \end{cases} \quad (4.14)$$

Приведём полученную систему уравнений к виду нормальной системы обыкновенных дифференциальных уравнений [74,75] вида:

$$\frac{d\mathbf{y}}{dx} = \mathbf{A}\mathbf{y} + \mathbf{g}, \quad (4.15)$$

или, в векторно-матричной форме:

$$\frac{d\mathbf{y}}{dx} = \begin{pmatrix} q' \\ f' \\ \lambda' \end{pmatrix}, \mathbf{A} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{pmatrix}, \mathbf{y} = \begin{pmatrix} q \\ f \\ \lambda \end{pmatrix}, \mathbf{g} = \begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{pmatrix}, \quad (4.16)$$

где: \mathbf{y} – вектор искомых функций; \mathbf{A} – матрица системы обыкновенных дифференциальных уравнений; \mathbf{g} – вектор свободных членов.

Поработаем сначала с первым уравнением системы. Видим, что первое уравнение экстремальной системы содержит вторую производную от добавочной функции:

$$2c_1 w'' + 2c_1 q'' + ak\lambda' = 0. \quad (4.17)$$

Далее будем действовать по следующей схеме: найдём общий вид решения этого уравнения для первой производной от добавочной функции q , за счёт введённых ранее граничных условий найдём значение постоянной интегрирования, перепишем найденное уравнение с учётом выраженной постоянной интегрирования. Выполнив описанный ряд преобразований, получим для q' :

$$\begin{aligned} w'' + q'' + \frac{ak\lambda'}{2c_1} &= 0, \\ q'' &= -\frac{ak\lambda'}{2c_1} - w'', \\ q' &= -\frac{ak\lambda}{2c_1} - w' + C_1, \quad (4.18) \\ 0 &= -0 - 0 + C_1, \quad C_1 = 0, \\ q' &= -\frac{ak}{2c_1} \lambda - w'. \end{aligned}$$

Теперь приведём к желаемому виду второе уравнение системы. Выполнив ряд преобразований (опустим их описание), оставим в левой части λ' , в результате получим:

$$\begin{aligned}
 -a\lambda' + 2c_2w - 2c_2f + \lambda &= 0, \\
 a\lambda' - 2c_2w + 2c_2f - \lambda &= 0, \\
 a\lambda' &= 2c_2w - 2c_2f + \lambda, & (4.19) \\
 \lambda' &= -\frac{2c_2}{a}f + \frac{1}{a}\lambda + \frac{2c_2w}{a}.
 \end{aligned}$$

Преобразуем третье уравнение системы. Как и в предыдущем случае опустим подробное описание преобразований. Отметим только, что в ходе преобразований на одном из шагов произведём замену q' на выражение, найденное ранее из первого уравнения системы (то есть выразим q'). Тогда, для f' имеем:

$$\begin{aligned}
 akw' + akq' - af' - f &= 0, \\
 -akw' - akq' + af' + f &= 0, \\
 af' &= akw' + akq' - f, \\
 f' &= kw' + kq' - \frac{1}{a}f, \\
 f' &= kq' - \frac{1}{a}f + kw', \\
 f' &= k\left(-\frac{ak}{2c_1}\lambda - w'\right) - \frac{1}{a}f + kw', \\
 f' &= -\frac{k^2a}{2c_1}\lambda - kw' - \frac{1}{a}f + kw', \\
 f' &= -\frac{1}{a}f - \frac{k^2a}{2c_1}\lambda. & (4.20)
 \end{aligned}$$

Теперь, объединяя результаты преобразований для q' , f' , λ' , перепишем экстремальную систему уравнений в виде нормальной неоднородной системы обыкновенных дифференциальных уравнений [74,75]:

$$\begin{cases} q' = -\frac{ak}{2c_1}\lambda - w', \\ f' = -\frac{1}{a}f - \frac{k^2a}{2c_1}\lambda, \\ \lambda' = -\frac{2c_2}{a}f + \frac{1}{a}\lambda + \frac{2c_2w}{a}. \end{cases} \quad (4.21)$$

Для соответствия полученной системы векторно-матричной форме уравнения для f' и λ' переставлены местами. Введём обозначения для суммарной s и разностной r функций:

$$\begin{aligned} s &= w + q, \quad s \in \mathbb{Z}, \\ r &= w - f, \quad r \in \mathbb{Z}, \end{aligned} \quad (4.22)$$

где: s – суммарная функция; r – разностная функция.

Пример этих функций представлен ниже (рисунок 4.10). Вид графика суммарного компонента s косвенно свидетельствует о коэффициенте компрессии. Чем более низкочастотным становится спектр суммарного сигнала $w+q$, равного s , тем более гладкой становится функция s , тем меньше по абсолютным значениям её первая производная и тем выше становится коэффициент компрессии. По графику r можно судить о качестве изображения на стороне декодирования. Чем меньше модуль r , тем лучше сохраняется качество изображения на стороне декодирования. Приоритеты между гладкостью s и стремлению к нулевой отметке значений r регулируется весовыми коэффициентами. Однако «сильное» предпочтение в пользу какой-либо одной цели задавать нежелательно.

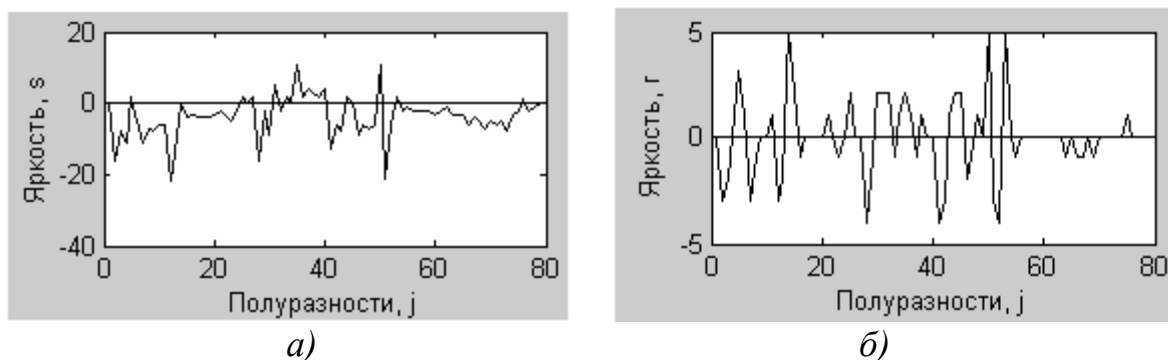


Рисунок 4.10. Пример суммарного и разностного сигнала для отдельной строки: *а)* – сумма s ; *б)* – разность r

Так, например, чрезмерное увеличение коэффициента компрессии приводит к тому, что на стороне декодирования подмешанный компонент q становится слишком «весомым» и подавляется недостаточно. В результате разность r сигнала в кодере w и декодере f достигает больших по модулю значений, декодируемое изображение искажается. Напротив, сильный приоритет в пользу сохранения качества изображения приводит к тому, что эффект выигрыша в коэффициенте компрессии становится минимальным.

4.2.5 Анализ устойчивости оптимального решения

Поскольку решение вариационной задачи связано с обыкновенными дифференциальными уравнениями, то для него также актуален вопрос об устойчивости [83–86]. Неустойчивость в данном случае может проявиться в виде расходящегося процесса, который «раскачивает» значения суммарной функции s настолько, что и сами значения s , и значения её первой производной (которые далее надо передавать декодеру) перестают помещаться в требуемую разрядную сетку (разумеется, компрессия в этом случае становится либо невыгодной, либо вовсе невозможной).

Поскольку система содержит всего три уравнения, для проверки устойчивости экстремального решения воспользуемся критерием Гурвица. Выше мы уже получили неоднородную систему обыкновенных дифференциальных уравнений первого порядка и привели её к нормальной форме. Дальнейший алгоритм проверки устойчивости решения состоит в следующем. Запишем соответствующую однородную систему, запишем характеристическую матрицу соответствующей однородной системы, далее найдём определитель характеристической матрицы в виде многочлена, затем по найденному определителю составим характеристическое уравнение системы (приравняв выражение определителя к нулю), после чего проанализируем устойчивость решения с помощью миноров Гурвица.

Применим данный алгоритм к рассматриваемой задаче. Соответствующая однородная система дифференциальных уравнений первого порядка в данном случае выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} q' = -\frac{ak}{2c_1}\lambda, \\ f' = -\frac{1}{a}f - \frac{ak^2}{2c_1}\lambda, \\ \lambda' = -\frac{2c_2}{a}f + \frac{1}{a}\lambda. \end{cases} \quad (4.23)$$

Запишем характеристическую матрицу однородной системы:

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} -\psi & 0 & -\frac{ak}{2c_1} \\ 0 & -\frac{1}{a} - \psi & -\frac{ak^2}{2c_1} \\ 0 & -\frac{2c_2}{a} & \frac{1}{a} - \psi \end{pmatrix}, \quad (4.24)$$

где: \mathbf{B} – характеристическая матрица однородной системы; ψ – параметр. Найдём определитель характеристической матрицы в виде многочлена:

$$|\mathbf{B}| = -\psi \begin{vmatrix} -\frac{1}{a} - \psi & -\frac{ak^2}{2c_1} \\ -\frac{2c_2}{a} & \frac{1}{a} - \psi \end{vmatrix}, \quad (4.25)$$

и далее:

$$\begin{aligned} |\mathbf{B}| &= -\psi \left(-\frac{1}{a} - \psi \right) \left(\frac{1}{a} - \psi \right) + \psi \left(-\frac{2c_2}{a} \right) \left(-\frac{ak^2}{2c_1} \right) = \\ &= -\psi \left(-\frac{1}{a^2} + \frac{1}{a}\psi - \frac{1}{a}\psi + \psi^2 \right) + \frac{k^2c_2}{c_1}\psi = \quad (4.26) \\ &= -\psi \left(-\frac{1}{a^2} + \psi^2 \right) + \frac{k^2c_2}{c_1}\psi = \frac{1}{a^2}\psi - \psi^3 + \frac{k^2c_2}{c_1}\psi. \end{aligned}$$

Составим характеристическое уравнение однородной системы:

$$\psi^3 + \left(-\frac{k^2c_2}{c_1} - \frac{1}{a^2} \right) \psi = 0. \quad (4.27)$$

Запишем матрицу Гурвица:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & -\frac{k^2c_2}{c_1} - \frac{1}{a^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad (4.28)$$

где: \mathbf{H} – матрица миноров Гурвица.

Выпишем миноры Гурвица:

$$\Delta_1 = |0|, \quad \Delta_2 = \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 1 & -\frac{k^2 c_2}{c_1} - \frac{1}{a^2} \end{vmatrix}, \quad \Delta_3 = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & -\frac{k^2 c_2}{c_1} - \frac{1}{a^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}, \quad (4.29)$$

где: $\Delta_1, \Delta_2, \Delta_3$ – миноры Гурвица.

Для устойчивости решения необходимо, чтобы все миноры Гурвица имели знак младшего по индексу коэффициента характеристического уравнения. Здесь, к примеру, все три минора Гурвица должны быть положительными, поскольку младший коэффициент характеристического уравнения положителен и равен единице, однако это условие не выполняется. В то же время можно заметить, что среди миноров Гурвица есть нулевые, что говорит о том, что решение находится на границе устойчивости.

4.2.6 Дискретизация решения

Дискретизацию экстремального решения проведём численными методами путём замены производных разностными отношениями [77,78], получения рекуррентных формул и вычисления текущих значений расчётных параметров по принципу «шаг за шагом». За основу примем неоднородную систему обыкновенных дифференциальных уравнений в непрерывном виде. В дискретном виде ей будет соответствовать система линейных алгебраических уравнений:

$$\begin{cases} q_n + \frac{ak}{2c_1} \lambda_n = -w_n + w_{n-1} + q_{n-1}, \\ \left(1 + \frac{1}{a}\right) f_n + \frac{ak^2}{2c_1} \lambda_n = f_{n-1}, \\ \frac{2c_2}{a} f_n + \left(1 - \frac{1}{a}\right) \lambda_n = \frac{2c_2 w_n}{a} + \lambda_{n-1}. \end{cases} \quad (4.30)$$

Выпишем её матрицу и вектор входных воздействий:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{ak}{2c_1} \\ 0 & 1 + \frac{1}{a} & \frac{ak^2}{2c_1} \\ 0 & \frac{2c_2}{a} & 1 - \frac{1}{a} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{g} = \begin{pmatrix} -w_n + w_{n-1} + q_{n-1} \\ f_{n-1} \\ \frac{2c_2 w_n}{a} + \lambda_{n-1} \end{pmatrix}. \quad (4.31)$$

Далее в целях экономии машинного времени разделим параметры на те, которые можно рассчитывать до запуска основной части алгоритма, и те, которые необходимо рассчитывать во время него. Введём вспомогательные обозначения:

$$\begin{aligned} a_{1,3} &= \frac{ak}{2c_1}, & g_1 &= -w_n + w_{n-1} + q_{n-1}, \\ a_{2,2} &= 1 + \frac{1}{a}, \quad a_{2,3} = \frac{ak^2}{2c_1}, & g_2 &= f_{n-1}, \\ a_{3,2} &= \frac{2c_2}{a}, \quad a_{3,3} = 1 - \frac{1}{a}, & g_3 &= \frac{2c_2 w_n}{a} + \lambda_{n-1}. \end{aligned} \quad (4.32)$$

Перепишем матрицу системы и вектор внешних воздействий:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & a_{1,3} \\ 0 & a_{2,2} & a_{2,3} \\ 0 & a_{3,2} & a_{3,3} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{g} = \begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{pmatrix}. \quad (4.33)$$

Воспользуемся данными обозначениями для вывода окончательных расчётных формул.

Запишем определители, необходимые для расчета неизвестных параметров по формулам Крамера:

$$D_0 = |\mathbf{A}| = \begin{vmatrix} 1 & 0 & a_{1,3} \\ 0 & a_{2,2} & a_{2,3} \\ 0 & a_{3,2} & a_{3,3} \end{vmatrix}, \quad D_1 = \begin{vmatrix} g_1 & 0 & a_{1,3} \\ g_2 & a_{2,2} & a_{2,3} \\ g_3 & a_{3,2} & a_{3,3} \end{vmatrix}, \quad (4.34)$$

$$D_2 = \begin{vmatrix} 1 & g_1 & a_{1,3} \\ 0 & g_2 & a_{2,3} \\ 0 & g_3 & a_{3,3} \end{vmatrix}, \quad D_3 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & g_1 \\ 0 & a_{2,2} & g_2 \\ 0 & a_{3,2} & g_3 \end{vmatrix},$$

где: D_0, D_1, D_2, D_3 – определители.

Таким образом, при известных определителях D_0, D_1, D_2, D_3 неизвестные параметры q_n, f_n, λ_n на текущем шаге рассчитываются по формулам Крамера:

$$q_n = \frac{D_1}{D_0}, \quad f_n = \frac{D_2}{D_0}, \quad \lambda_n = \frac{D_3}{D_0}. \quad (4.35)$$

Расчёт троек параметров q_n, f_n, λ_n для полуразностей в строке ведётся по принципу «шаг за шагом». Вычисление троек q_n, f_n, λ_n может осуществляться либо непосредственно с использованием определителей, либо по упрощённым формулам с предварительным раскрытием определителей в целях экономии машинного времени.

4.2.7 Алгоритм компрессии

Порядок расчёта параметров отражает алгоритм компрессии высокочастотного компонента преобразования Хаара (рисунок 4.11). Матрица A рассчитывается единожды и перед программной реализацией решения задачи

оптимизации. Прочие расчётные параметры вычисляются последовательно с применением циклов. Цикл перебора полуразностей в строке вложен в цикл перебора строк.

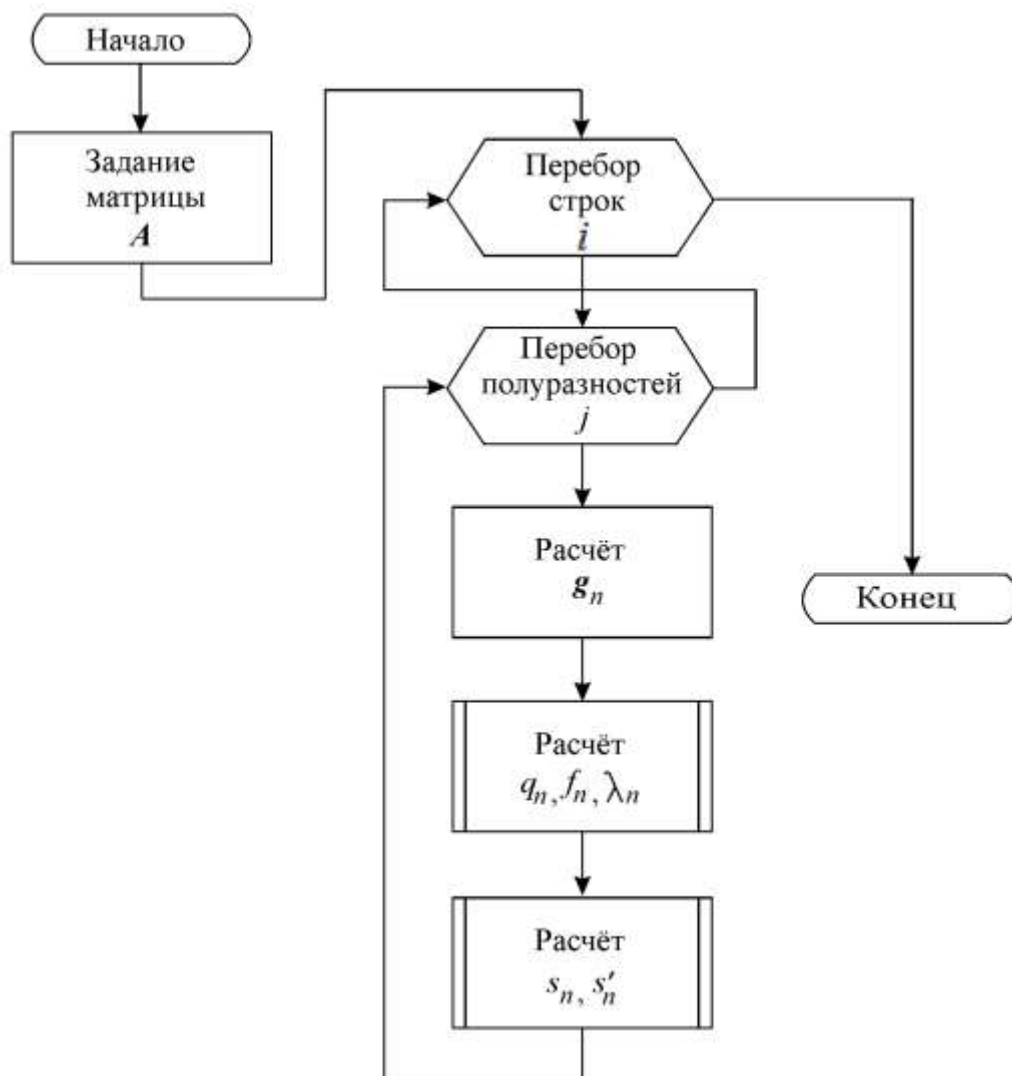


Рисунок 4.11. Алгоритм компрессии высокочастотного компонента преобразования Хаара

В ходе алгоритма строка за строкой становятся известными суммы s , а затем и построчные производные s' . Алгоритм компрессии завершается после обработки последней строки. Построчные производные s' передаются декодеру в виде бинарных кодов.

4.2.8 Декомпрессия

Дополним математическую модель обработки высокочастотного компонента вейвлет-преобразования Хаара формулами декомпрессии. Запишем в непрерывном виде ограничение связи, характеризующее высокочастотный фильтр на стороне декодирования:

$$akw' + akq' - af' - f = 0. \quad (4.36)$$

Теперь получим дискретный вид этого уравнения, и, выполнив ряд преобразований, получим:

$$\begin{aligned} af_n - af_{n-1} + f_n &= ak(s_n - s_{n-1}), \\ af_n + f_n - af_{n-1} &= ak(s_n - s_{n-1}), \\ (a+1)f_n &= ak(s_n - s_{n-1}) + af_{n-1}, \quad (4.37) \\ f_n &= \frac{ak(s_n - s_{n-1}) + af_{n-1}}{(a+1)}. \end{aligned}$$

Добавим краевые условия (для решения задачи Коши), аналогичные краевым условиям в кодере:

$$\begin{aligned} s'(0) &= 0, \quad s(0) = 0, \\ f'(0) &= 0, \quad f(0) = 0. \end{aligned} \quad (4.38)$$

Формула для расчёта выхода фильтра f_n применяется ко всем элементам текущей строки, начиная со второго. Первый столбец каждой матрицы высокочастотного компонента преобразования Хаара в декодере остаётся заполненным нулевыми значениями.

4.3 Тестирование видеокодека

В данном подразделе на основе математического моделирования проведена предварительная оценка эффективности предложенного метода компрессии цифровых видеоизображений с высокочастотным спектром и тестирование видеокодека на его основе. Выявлены особенности практической реализации предложенного метода. Пояснён механизм регулирования настроек видеокодека по принципу объём кода – качество декодируемого изображения [144]. Получены результаты тестирования для различных вариантов настроек видеокодека. Дана предварительная оценка выигрыша предложенных технических решений по основным критериям эффективности применительно к задаче мониторинга транспортных потоков города.

4.3.1 Графические результаты моделирования

Приведём некоторые результаты моделирования, позволяющие лучше раскрыть суть предложенного метода. Ранее графики приводились по мере пояснения метода. Теперь обобщим и представим графики всех параметров математической модели в строчном (рисунок 4.12) и матричном (рисунок 4.13) виде при заданном сочетании параметров моделирования (таблица 4.1).

Таблица 4.1 – Параметры моделирования

Параметр	Значение
Коэффициент квантования, k_1	2
Коэффициент квантования, k_2	1
Коэффициент фильтра, a	0.5
Коэффициент усиления, k	16
Весовой коэффициент, c_1	0.2
Весовой коэффициент, c_2	0.8

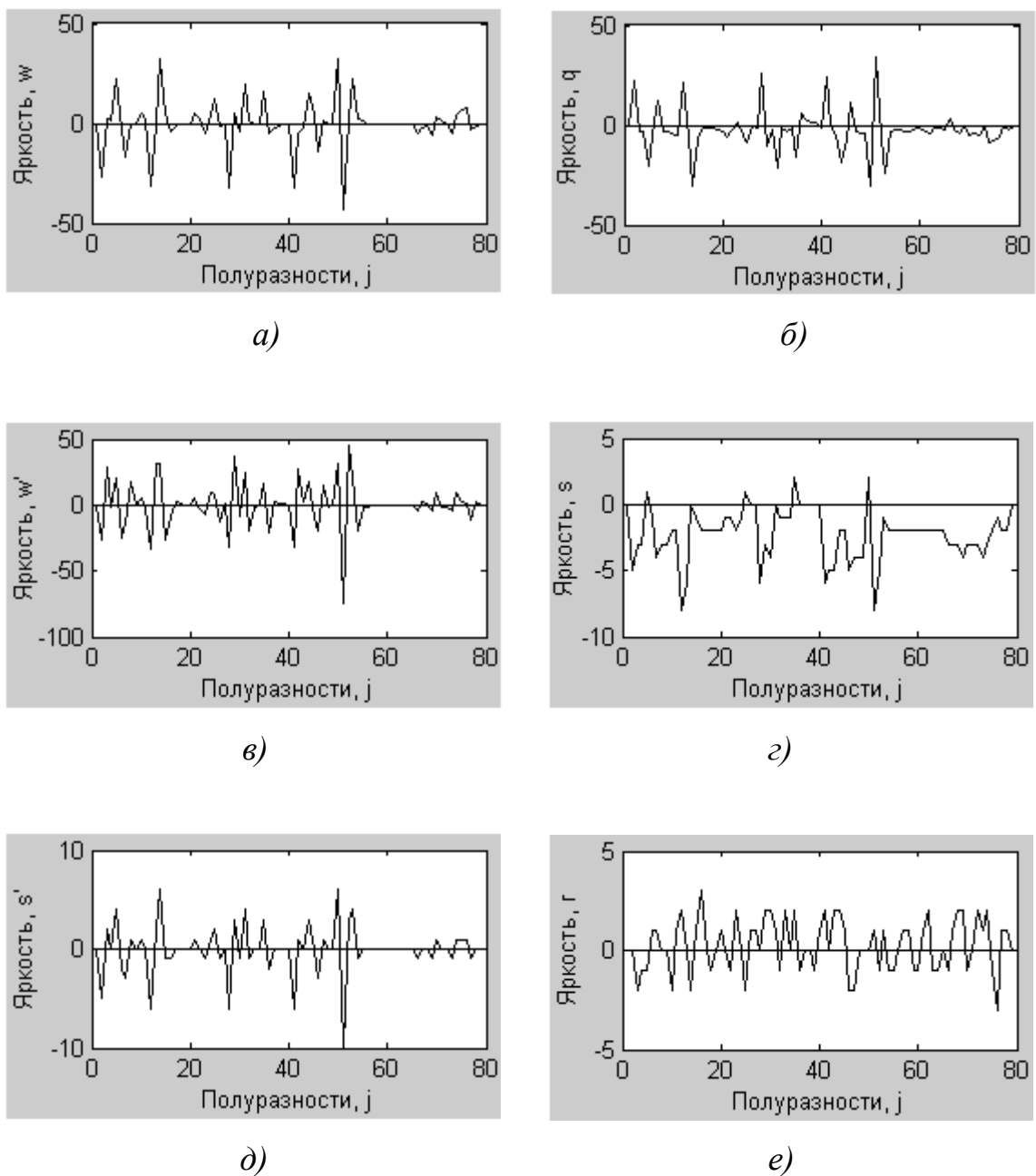
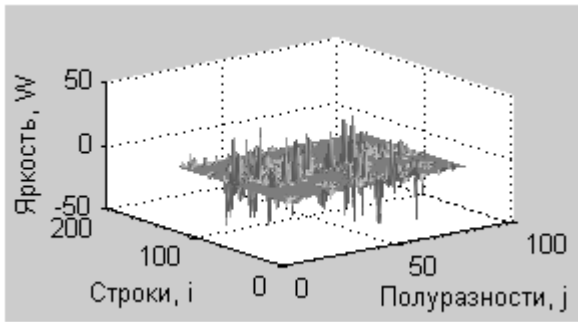
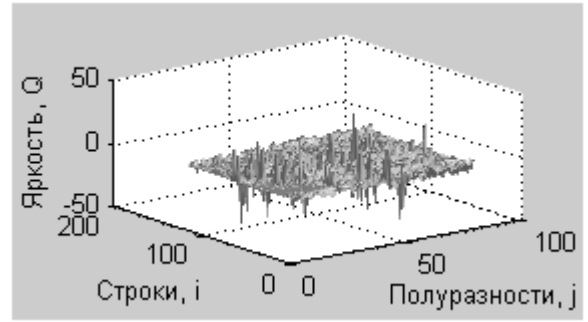


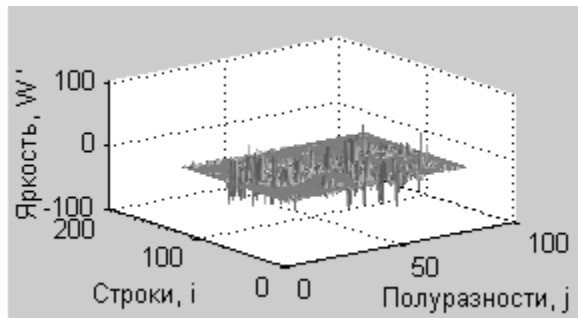
Рисунок 4.12. Графические результаты моделирования для одной строки H :
a) – исходный сигнал; *б)* – добавочный компонент; *в)* – первая производная исходного сигнала; *г)* – суммарный сигнал; *д)* – первая производная суммарного сигнала; *е)* – рассогласование кодируемого и декодируемого сигналов в кодере и декодере



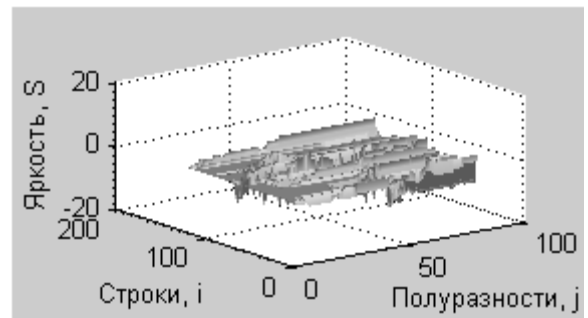
a)



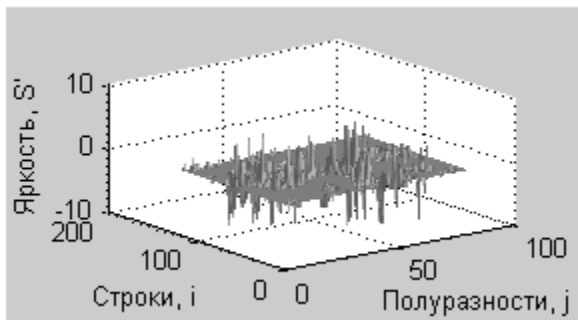
б)



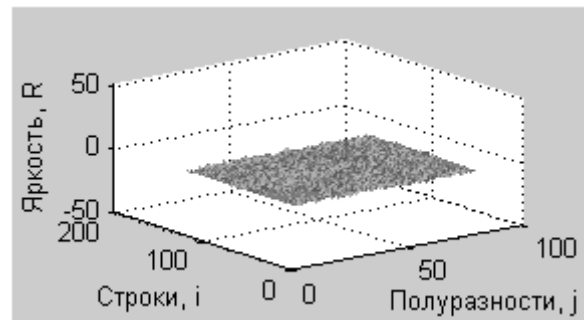
в)



г)



д)



е)

Рисунок 4.13. Графические результаты моделирования для матрицы H :
a) – исходный сигнал; *б)* – добавочный компонент; *в)* – первая построчная производная исходного сигнала; *г)* – суммарный сигнал; *д)* – первая построчная производная суммарного сигнала; *е)* – рассогласование кодируемого и декодируемого сигналов в кодере и декодере

Скопления малых по модулю и нулевых областей по площади S' обуславливают эффективность предложенного метода по коэффициенту компрессии. О качестве декодируемого изображения свидетельствует график разности R . Чем меньше по модулю разностные значения, тем меньше отклонение сигналов изображения в кодере и декодере, тем лучше сохраняется качество изображения.

4.3.2 Особенности оптимального решения

Значительный интерес представляет собой поведение оптимального решения при различных сочетаниях значений коэффициентов квантования k_1, k_2 и коэффициента усиления k . Можно сказать, что в первом приближении «эффект квантования» компонента L зависит только от k_1 , в то время как диапазон представления компонента H зависит от произведения k_2 и k . При различных значениях коэффициентов k_2 и k оптимальное решение ведёт себя по-разному.

При малых значениях k_2 и k (таблица 4.2) наглядно наблюдается эффект сглаживания первой производной H (рисунок 4.14). Это заметно по графикам добавочного компонента q и суммарного сигнала s . Плавные подъёмы и спуски, прослеживаемые на этих графиках, свидетельствуют о низкочастотном характере этих параметров (что и требовалось).

Таблица 4.2 – Параметры моделирования для случая малых значений коэффициентов k_2 и k

Параметр	Значение
Коэффициент квантования, k_1	1
Коэффициент квантования, k_2	1
Коэффициент фильтра, a	0.5
Коэффициент усиления, k	1
Весовой коэффициент, c_1	0.7
Весовой коэффициент, c_2	0.3

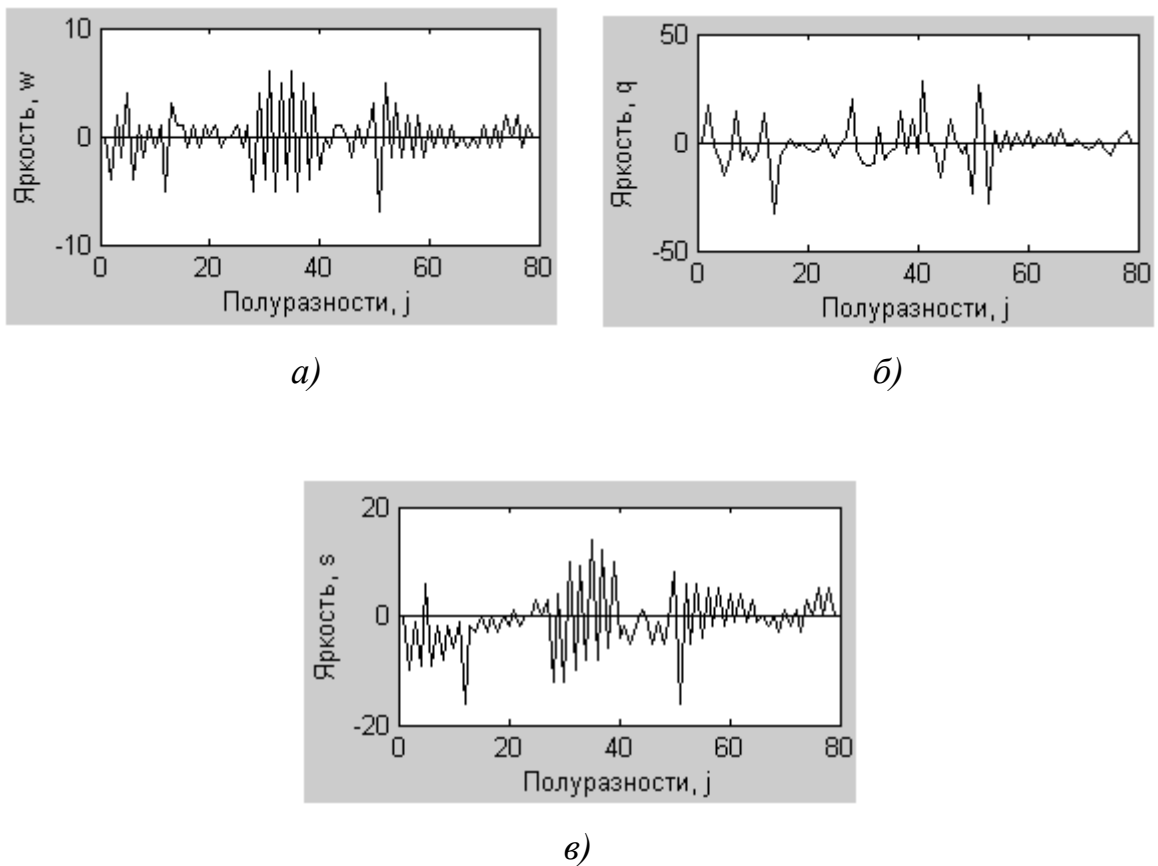


Рисунок 4.14. Строчные графики w, q и s при малых значениях k_2 и k :

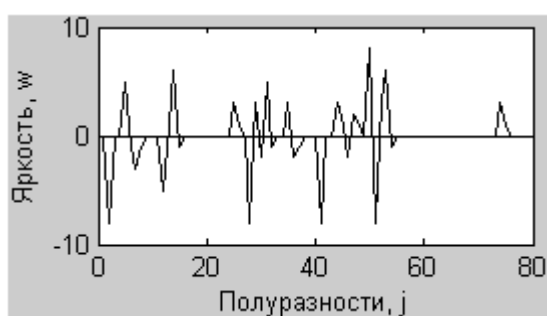
а) – график w ; б) – график q ; в) – график s

Однако в случае высоких значений k_2 и k (таблица 4.3) оптимальное решение выгибает график q так (рисунок 4.15), что он становится похож на отражение w относительно оси абсцисс, а график суммы s имеет малые абсолютные значения. Эффект наглядности сглаживания H при этом теряется, однако «с точки зрения функционала» и оптимизации такое поведение решения оправдано, поскольку именно в этом случае достигается наиболее высокое значение коэффициента компрессии.

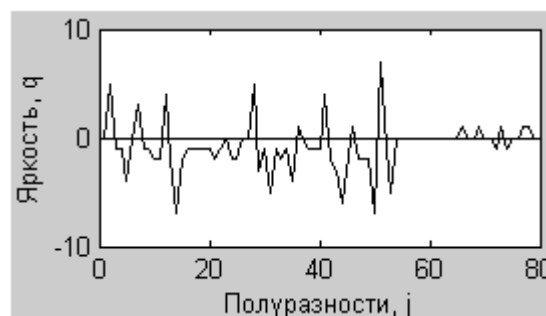
Таким образом, поведение графиков оптимального решения в значительной степени зависит от конкретных значений коэффициентов, фигурирующих в математической модели видеокodeка, однако общий принцип сглаживания s и перераспределения приоритетов между объёмом кода и качеством декодированных изображений остаётся одним и тем же.

Таблица 4.3 – Параметры моделирования для случая больших значений коэффициентов k_2 и k

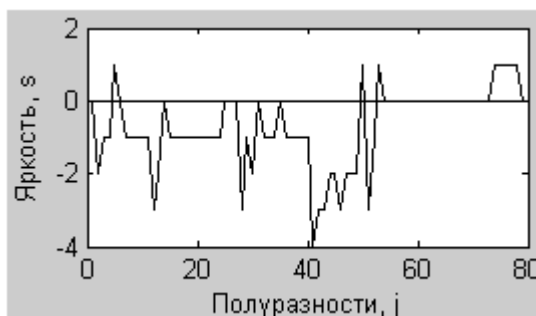
Параметр	Значение
Коэффициент квантования, k_1	1
Коэффициент квантования, k_2	4
Коэффициент фильтра, a	0.5
Коэффициент усиления, k	8
Весовой коэффициент, c_1	0.7
Весовой коэффициент, c_2	0.3



а)



б)



в)

Рисунок 4.15. Строчные графики w, q и s при больших значениях k_2 и k :

а) – график w ; б) – график q ; в) – график s

В целом же можно сказать, что чем выше значения k_2 и k , тем нагляднее проявляется эффект построчного сглаживания H и наоборот. Наибольший интерес, тем не менее, представляет не поведение графиков добавочного и суммарного сигналов, а численная оценка эффективности видеокодека при различных расчётных параметрах. Перейдем к ней.

4.3.3 Результаты тестирования видеокodeка

Представим результаты численной оценки эффективности видеокodeка на основе прототипного метода компрессии (таблица 4.4). Отмечаем, что в верхней части таблицы MAE достигает значений менее 3. Это эквивалентно отношению сигнал-шум (SNR) в 40 дБ, что считается хорошим качеством изображения.

Таблица 4.4 – Оценка коэффициента компрессии CF и среднего абсолютного отклонения MAE для преобразования Хаара при различных сочетаниях значений коэффициентов квантования k_1, k_2

k_1	k_2	CF	MAE
1	1	3.65	2.89
1	2	3.53	2.95
1	4	3.62	3.04
1	8	3.77	3.14
1	16	3.86	3.23
2	1	3.87	3.14
2	2	3.74	3.17
2	4	3.84	3.25
2	8	4.01	3.35
2	16	4.10	3.43
4	1	4.12	3.57
4	2	3.97	3.59
4	4	4.09	3.64
4	8	4.27	3.73
4	16	4.39	3.81
8	1	4.41	4.36
8	2	4.24	4.37
8	4	4.37	4.40
8	8	4.58	4.46
8	16	4.71	4.53
16	1	4.74	5.98
16	2	4.54	5.99
16	4	4.69	6.01
16	8	4.93	6.04
16	16	5.08	6.09

Однако при значительном повышении коэффициента компрессии CF значение MAE увеличивается, соответственно, качество изображения при этом ухудшается. Нижним по таблице значениям MAE соответствует SNR уже порядка 20 дБ, что уже считается плохим качеством изображения.

Для проведения сравнительного анализа видеокодеков на основе прототипного и предложенного методов параметры a, k_1, k_2 зафиксируем (таблица 4.5), а параметры k, c_1, c_2 будем варьировать (таблицы 4.6 – 4.8). При каждом новом сочетании расчётных параметров вычислим показатели CF и MAE .

Таблица 4.5 – Фиксированные расчётные параметры видеокодека на основе предложенного метода

Параметр	Значение
a	0.5
k_1	1
k_2	1

Таблица 4.6 – Параметры эффективности видеокодека на основе предложенного метода с перераспределением приоритетов в пользу степени сжатия при $c_1 = 0.9$ и $c_2 = 0.1$

Коэффициент усиления, k	Коэффициент компрессии, CF	Среднее абсолютное отклонение, MAE
1	3.77	3.60
2	3.78	3.56
4	3.85	3.43
6	3.88	3.24
8	3.90	3.16
10	3.92	3.11
12	3.94	3.10
16	3.96	3.12
20	3.97	3.15
24	3.98	3.17
28	3.99	3.18
32	4.00	3.20
40	4.00	3.22

Таблица 4.7 –Параметры эффективности видеокodeка на основе предложенного метода с перераспределением приоритетов поровну между степенью сжатия и качеством декодируемого изображения при $c_1 = 0.5$ и $c_2 = 0.5$

Коэффициент усиления, k	Коэффициент компрессии, CF	Среднее абсолютное отклонение, MAE
1	3.42	3.47
2	3.56	3.17
4	3.75	3.00
6	3.83	3.01
8	3.88	3.01
10	3.91	3.03
12	3.93	3.07
16	3.95	3.11
20	3.97	3.14
24	3.98	3.16
28	3.99	3.18
32	3.99	3.20
40	4.00	3.22

Таблица 4.8 –Параметры эффективности видеокodeка на основе предложенного метода с перераспределением приоритетов в пользу качества изображения при $c_1 = 0.1$ и $c_2 = 0.9$

Коэффициент усиления, k	Коэффициент компрессии, CF	Среднее абсолютное отклонение, MAE
1	3.16	3.02
2	3.47	2.91
4	3.73	2.93
6	3.83	3.00
8	3.88	3.01
10	3.91	3.03
12	3.93	3.06
16	3.95	3.11
20	3.97	3.14
24	3.98	3.16
28	3.99	3.18
32	3.99	3.20
40	4.00	3.22

Размах по MAE небольшой. Это говорит о том, что при фиксированных коэффициентах квантования k_1, k_2 выбор значения коэффициента k слабо влияет на качество изображения, но оказывает ощутимое влияние на коэффициент компрессии. По последним трём таблицам видно, что изменение MAE приобретает нелинейный характер с ростом k , а оптимальное по CF и MAE значение k лежит в диапазоне от 4 до 16. Для полноты представления приведём оценку ещё нескольких реализаций видеокodeка (таблица 4.9), а также результаты по диапазонам изменения критериев эффективности (таблица 4.10).

Таблица 4.9 – Сводка параметров эффективности видеокodeка на основе предложенного метода при варьировании всех расчётных параметров

k_1	k_2	a	k	c_1	c_2	CF	MAE
2	4	0.5	16	0.2	0.8	4.29	3.54
4	1	0.5	16	0.6	0.4	4.51	3.69
4	4	0.5	2	0.5	0.5	4.46	3.84
8	1	0.5	8	0.1	0.9	4.74	4.39
8	2	0.5	1	0.7	0.3	4.59	4.85
16	2	0.5	4	0.5	0.5	5.15	6.02
16	1	0.5	16	0.1	0.9	5.25	6.03
16	1	0.5	16	0.9	0.1	5.26	6.03

По критерию MAE видно, что при увеличении k_1 качество декодируемого изображения ухудшается резко, в то время как коэффициент компрессии CF увеличивается плавно. В результате при изменении k_1 MAE имеет большой размах, а CF малый. Из этого следует, что достигать повышения коэффициента квантования за счёт увеличения k_1 не целесообразно. Для сохранения качества изображения данный коэффициент должен иметь небольшое значение.

Таблица 4.10 – Сводка диапазонных данных по CF и MAE

Параметр	Метод компрессии	
	Прототипный	Разработанный
Диапазон по CF	3.53 – 5.08	3.16 – 5.26
Диапазон по MAE	2.89 – 6.09	2.91 – 6.03
Размах по CF	1.55	2.10
Размах по MAE	3.20	3.12

Результаты тестирования свидетельствуют о том, что благодаря перераспределению весовых коэффициентов, разработанный метод компрессии и видеокodeк на его основе позволяют в широком диапазоне конвертировать выигрыш в коэффициент компрессии и качество декодируемых изображений в зависимости от цели конкретной технической задачи. При этом согласно исследованиям, при определённых сочетаниях значений весовых коэффициентов достигается ситуация с одновременным повышением коэффициента компрессии и качества декодируемых изображений по сравнению с ближайшим методом-аналогом. Данное преимущество определяет эффективность предложенного видеокodeка в задачах технического зрения с высокими требованиями к качеству декодируемых изображений, в том числе, в задаче беспроводного мониторинга транспортных потоках города.

4.4 Выводы

В данной главе был разработан перспективный метод компрессии цифровых видеоизображений, основанный на решении задачи классического вариационного исчисления с перераспределением приоритетов по принципу «объём кода - качество декодируемого изображения». Предложен видеокodeк на его основе. Проведена оценка эффективности разработанного метода по коэффициенту компрессии и качеству декодируемых изображений применительно к задаче о транспортных потоках города. Основные результаты проведённых исследований состоят в следующем:

- с целью повышения качества декодируемых изображений транспортных потоков при одновременном снижении требований к пропускной способности радиоканала разработан перспективный метод компрессии цифровых видеоизображений с высоким спектром, а также видеокodeк на его основе;

- разработана математическая модель метода, задача компрессии высокочастотного компонента изображения поставлена и решена как задача классического вариационного исчисления с перераспределением приоритетов по принципу «объём кода – качество декодируемого изображения»;

- сконструирован функционал, реализующий указанное техническое решение и позволяющий путём перезадания весовых коэффициентов регулировать приоритеты видеокодека по степени сжатия и качеству декодируемых изображений;

- при использовании понятий первой и второй вариаций функционала проанализированы необходимые и достаточные условия его экстремума, дано их теоретическое обоснование, получены математические формулы и осуществлена проверка указанных условий;

- на основе критерия Гурвица проанализирована устойчивость экстремального решения, выработан ряд замечаний и рекомендаций по заданию значений весовых коэффициентов целевой функции и прочих параметров математической модели видеокодека;

- на базе уравнений Эйлера и математического аппарата обыкновенных дифференциальных уравнений получены расчётные зависимости для нахождения экстремального решения вариационной задачи в непрерывном и дискретном виде, разработаны алгоритм и программное обеспечение видеокодека;

- проведено предварительное тестирование разработанного видеокодека, получены численные показатели эффективности работы видеокодека при различных сочетаниях настроечных параметров, подтверждено наличие технического эффекта по повышению степени сжатия и качества декодируемых изображений.

ГЛАВА 5.

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗРАБОТАННЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ И ВНЕДРЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЯ

В данной главе на основе теоретических и экспериментальных исследований проведены сравнительный анализ и оценка эффективности предложенных технических решений методами математической статистики и теории планирования эксперимента [79–82, 165–167]. Рассмотрены, в частности, метод проектирования радиоканала со встроенным видеокодеком, а также метод компрессии цифровых статических видеоизображений с высокочастотным спектром. Выявлены процентные показатели улучшений методов по сравнению с ближайшими аналогами. Проведено математическое моделирование и сравнительный анализ радиоканалов с различными типами цифровой модуляции сигнала. Показан пример решения задачи оптимизации радиоканала для типовой схемы размещения ретранслятора в задаче мониторинга транспортных потоков города. Представлены сведения о внедрении результатов исследования [130].

5.1 Оценка эффективности разработанных методов

В данном подразделе на основе экспериментальных исследований были выявлены процентные показатели предложенных методов по критериям точности оценки отношения сигнал-шум на входе приёмного устройства, а также по коэффициенту компрессии и качеству декодируемых изображений с высокочастотным спектром. Для проведения сравнительного анализа прототипных и предложенных методов была разработана экспериментальная установка [87–91] с радиоканалом передачи цифровых изображений и встроенным видеокодеком.

5.1.1 Схема экспериментальной установки

Основой экспериментальной установки являются 2 лабораторных стенда, построенные на базе беспроводных модулей связи, и реализующих радиоканал для передачи изображений (рисунок 5.1). В качестве источника помехи выступал широкополосный генератор помех с регулируемой мощностью. В качестве шумомера использовался спектральный анализатор.

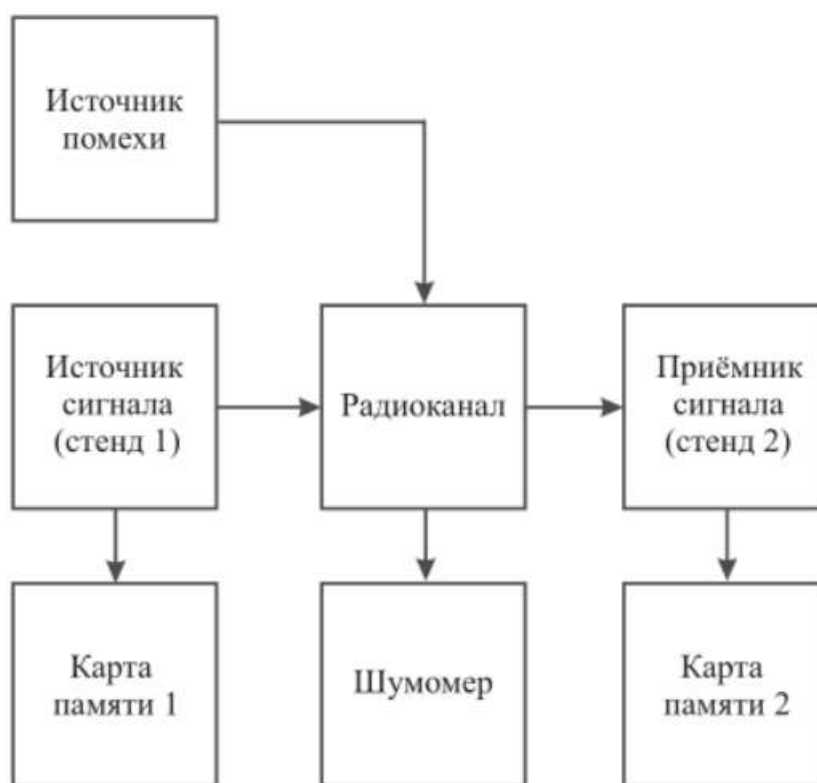


Рисунок 5.1. Структурная схема экспериментальной установки

Для измерения отношения сигнал-шум на входе приёмного устройства использовался шумомер, располагаемый рядом со стендом-приёмником. Для оценки степени сжатия и качества декодированных изображений использовались карты памяти, хранящие исходные и декодированные изображения.

5.1.2 Описание лабораторных стендов

Для проведения экспериментальных исследований были разработаны 2 лабораторных стенда (рисунок 5.2, таблица 5.1). Стенды имеют идентичную конструкцию, но разное программное обеспечение. Первый стенд использовался в качестве источника, второй – в качестве приёмника. Оба стенда были спроектированы и изготовлены самостоятельно [87–91] с помощью программы Altium Disigner. Программное обеспечение стендов разработано с помощью программных средств Cube MX и Keil uVision.

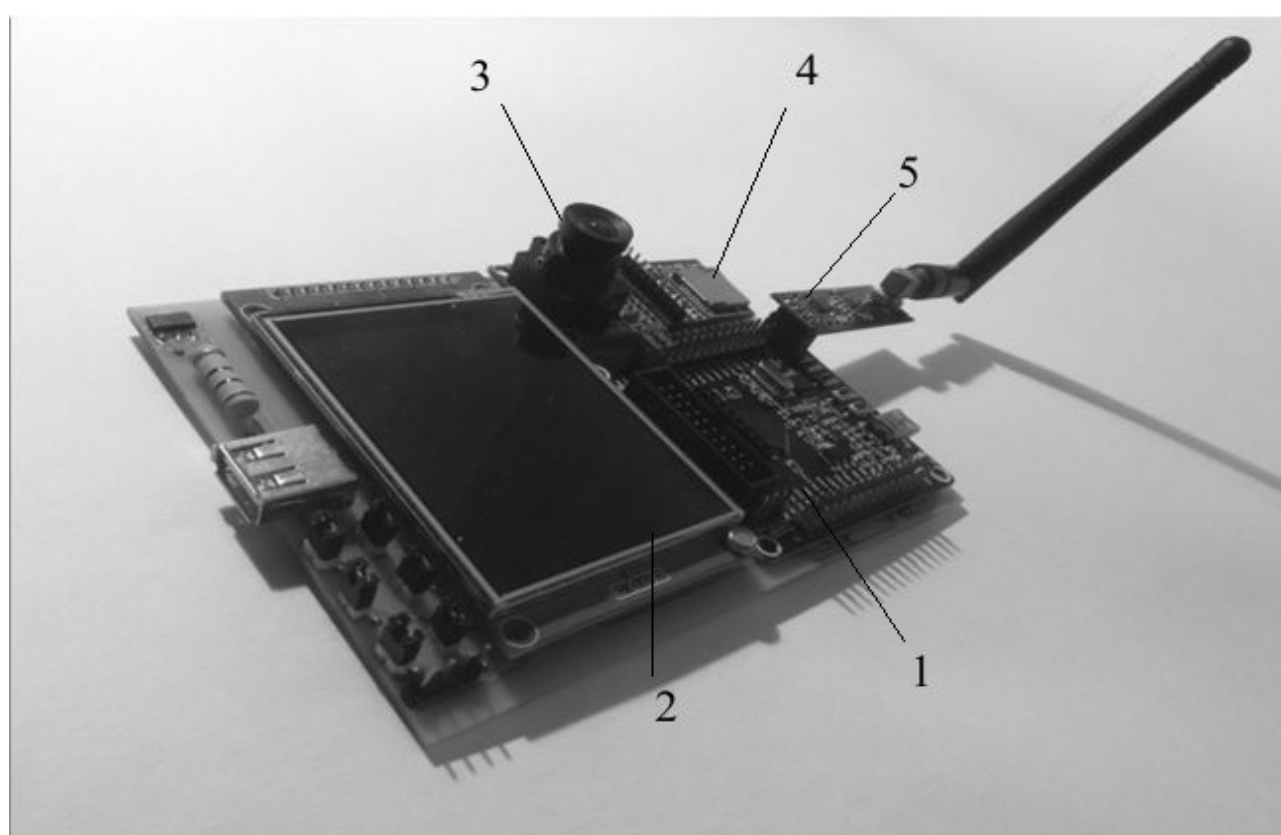


Рисунок 5.2. Фотография экспериментального стенда

Таблица 5.1 – Основные компоненты стенда

№	Компонент	Маркировка
1	Отладочная плата	STM32F103-51
2	Жидкокристаллический дисплей	ILI9341
3	Цифровая видеокамера	OV2640
4	Модуль внешней памяти	SD-MICRO-9
5	Модуль беспроводной связи	NRF24L01

Для подключения видеокамеры, дисплея и карты памяти была реализована трассировка печатной платы. Модуль беспроводной связи NRF24L01 подключался в стандартное гнездо, имеющееся на отладочной плате STM32F103-51. Питание стендов осуществлялось через гнёзда USB. Программирование бортовых МК выполнялось по интерфейсу SWD.

5.1.3 Описание генератора помех

В качестве источника помехи использовался широкополосный генератор помех РФ 0.2-2000MX3 (рисунок 5.3). Тип помехи – белый Гауссовский шум. Напряжение питания – 12 В. Генератор использовался без направляющей антенны. Диаграмма направленности излучения – круговая, всенаправленная.



Рисунок 5.3. Фотография генератора помех РФ 0.2-2000MX3

Расстояние от источника помехи до приёмной антенны варьировалось и подбиралось таким образом, чтобы уровень напряжения помехи в окрестности несущей частоты был примерно равен уровню напряжения полезного сигнала. Таким образом, обеспечивалось экспериментальное задание отношения сигнал-шум на входе приёмного устройства, близкое к отметке в 0 дБ по напряжению.

5.1.4 Описание шумомера

Измерение фактических уровней мощности сигнала и шума осуществлялось с помощью спектрального анализатора, выступающего в роли шумомера (рисунок 5.4). Единица измерения прибора дБм – относительная размерная величина, которая показывает уровень мощности сигнала относительно опорной мощности, равной 1 милливатт (мВт). Разрешающая способность прибора – 0.01 дБм, то есть, менее 1 мкВт.

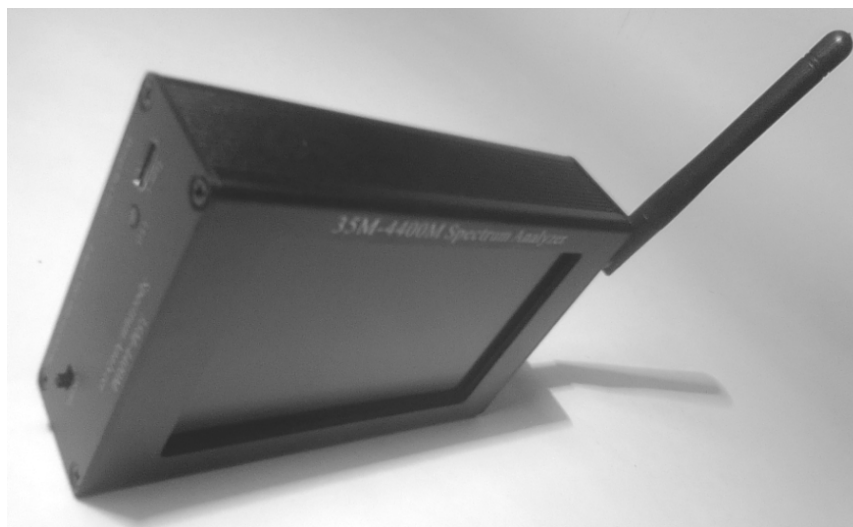


Рисунок 5.4. Фотография спектрального анализатора SA-4400M

Уровень мощности сигнала измерялся при отсутствии шума. Уровень мощности шума измерялся при отсутствии сигнала. Относительные значения мощностей сигнала и шума, измеренные с помощью спектрального анализатора, переводились в абсолютные значения мощностей P_1 и P_2 , по которым вычислялось итоговое отношение сигнал-шум.

5.1.5 Алгоритм проведения эксперимента

Алгоритм проведения эксперимента для отдельно взятого изображения (кадра) устроен следующим образом (рисунок 5.5). Источник получает очередное изображение с помощью цифровой видеокамеры, сохраняет

исходное изображение на SD-карту, отображает изображение на экране LCD-дисплея, выполняет компрессию, после чего передаёт коды изображения приёмнику. Приёмник получает коды изображения, выполняет декомпрессию, отображает восстановленное изображение на экране LCD-дисплея, после чего сохраняет декодированное изображение на SD-карту.

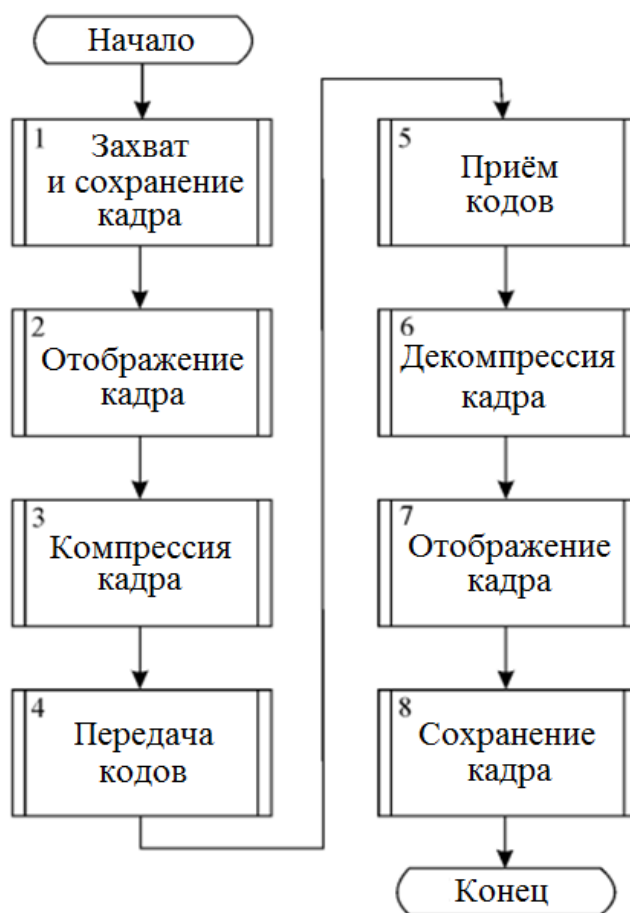


Рисунок 5.5. Алгоритм проведения эксперимента

Замеры уровней мощности сигнала, необходимые для вычисления практического (истинного) значения отношения сигнал-шум, производились шумомером во время передачи очередного кадра. Расчёт коэффициента компрессии и качества декодируемого изображения осуществлялся с помощью персонального компьютера по изображениям, сохранённым на картах памяти источника и приёмника.

5.1.6 Параметры эксперимента

Основные параметры эксперимента представлены ниже (таблицы 5.2 – 5.6). Ввиду ограниченного объёма ОЗУ использовалось промежуточное разрешение в 160×120 точек. Конечное разрешение в 320×240 точек достигалось путём экстраполяции исходного изображения. Поскольку цифровая видеокамера OV2640 не поддерживает цветовую кодировку 888, то, при получении исходных изображений применялась промежуточная цветовая кодировка 565. В качестве помехи использовался белый Гауссовский шум.

Таблица 5.2 – Параметры микроконтроллера

Параметр	Значение
Отладочная плата	STM32F103-51 BOARD
Кристалл МК	STM32F103RCT6
Тактовая частота	64 МГц
Объём ПЗУ	512 кБ
Объём ОЗУ	64 кБ
Интерфейс цифрового дисплея	SPI
Интерфейс цифровой видеокамеры	GPIO
Интерфейс модулей радиосвязи	UART
Интерфейс карты памяти	SDIO
Объём карты памяти	8 ГБ
Файловая система	FATFS

Таблица 5.3 – Параметры радиоаппаратуры

Параметр	Значение
Модуль передатчика	NRF24L01
Модуль приёмника	NRF24L01
Источника помехи	РФ 0.2-2000MX3
Тип модуляции сигнала	FSK
Тип модуляции помехи	QAM
Номер канала полезного сигнала	4-NRF
Номер канала помехи	5-WiFi
Частота полезного сигнала	2.464 ГГц
Тип помехи	БГ шум
Расстояние между передатчиком и приёмником	25 м
Расстояние между ист. помехи и приёмником	Варьировалось
Мощность передатчика	0.2 мВт
Мощность источника помехи	1 Вт

Таблица 5.4 – Параметры изображений

Параметр	Значение
Исходный формат изображений	160×120 пикселей
Рабочий формат изображений	320×240 пикселей
Цветовая система	RGB
Исходная цветовая кодировка	565
Рабочая цветовая кодировка	888
Глубина цвета	24 бит/пиксель

Таблица 5.5 – Параметры математической модели

Параметр	Значение
Тип цифровой модуляции	Частотная (<i>FSK</i>)
Несущая частота, ν_1	2.460 ГГц
Несущая частота, ν_2	2.464 ГГц
Несущая частота, ν_3	2.468 ГГц
Период разложения по времени, T	180 нс
Период разложения по координате, L	50 м
Количество узлов по времени, N_1	7200
Количество узлов по координате, N_2	50
Количество коэффициентов разложения, K	750
Шаг по времени, Δt	0.025 нс
Шаг по координате, Δr	1 м
Пробное расстояние, l	25 м
Амплитуда полезного сигнала, A	0.1 В
Уровень шума передатчика, B_1	0.1 мВ (максимум)
Уровень внешних помех, B_2	14 мВ (максимум)
Коэффициент, q_1	-1
Коэффициент, q_2	9×10^{16}
Коэффициент, q_3	522×10^{19}
Коэффициент проницаемости среды, μ	58×10^3
Поправка в ближней зоне, k_1	2.6×10^{-3}
Поправка для преобразования Фурье, k_2	1

Таблица 5.6 – Параметры видеокодека

Параметр	Значение
Коэффициент квантования, k_1	2
Коэффициент квантования, k_2	4
Коэффициент фильтра, a	0.5
Коэффициент усиления, k	16
Весовой коэффициент, c_1	Варьировался
Весовой коэффициент, c_2	Варьировался

В качестве критериев эффективности радиоканала со встроенным видеокодеком было выбрано 3 характеристики: отношение сигнал-шум на входе приёмного устройства SNR , коэффициент компрессии CF и качество декодируемого изображения, характеризуемое средним абсолютным отклонением сигналов кодируемого и декодируемого изображений MAE . Задачей эксперимента было оценить численные показатели выигрышей предложенных методов по сравнению с методами-прототипами.

5.1.7 Результаты эксперимента

В роли параметра, характеризующего точность оценки отношения сигнал-шум в методах проектирования радиоканала, использовались среднее относительное отклонение отношения сигнал-шум от своего истинного значения [141]. В качестве метода-прототипа был выбран метод проектирования радиоканала на основе формулы потерь в свободном пространстве. Для получения расчётной оценки отношения сигнал-шум метода-прототипа SNR_1 использовалась специальная расчётная формула. Для получения расчётной оценки отношения сигнал-шум предложенного метода SNR_2 проводилось математическое моделирование [90,91] в среде Matlab. В качестве истинного значения отношения сигнал-шум SNR_3 принималось практическое значение, измеренное с помощью шумомера.

В роли параметров, характеризующих степень сжатия и качество декодируемых изображений в методах компрессии использовались коэффициент компрессии и среднее абсолютное отклонение сигналов изображений [91]. В качестве метода-прототипа было выбрано вейвлет-преобразование Хаара. Оценка предложенного метода компрессии цифровых видеоизображений осуществлялась по парам кодируемых и декодируемых изображений, сохранённых на SD-картах источника и приёмника. Для повышения статистической достоверности результатов исследований использовались выборки из нескольких десятков измерений (таблицы 5.7 – 5.9). В данном случае представлены результаты эксперимента для схемы распространения сигнала в свободном пространстве (однолучевая схема).

Таблица 5.7 – Результаты эксперимента по оценке отношения сигнал-шум
 в прототипном SNR_1 и разработанном SNR_2 методах
 относительно истинного значения SNR_3

Измерение, №	SNR_1 , дБ	SNR_2 , дБ	SNR_3 , дБ
1	3.1	1.8	1.8
2	3.1	1.9	1.8
3	3.1	1.9	1.9
4	3.1	1.8	1.8
5	3.1	2.0	1.7
6	3.1	1.9	1.8
7	3.1	1.8	1.8
8	3.1	1.8	1.7
9	3.1	1.8	1.9
10	3.1	2.0	1.6
11	3.1	1.8	1.7
12	3.1	1.9	1.8
13	3.1	1.7	1.8
14	3.1	1.8	1.8
15	3.1	1.9	1.8
16	3.1	1.9	1.7
17	3.1	2.0	1.9
18	3.1	1.9	1.7
19	3.1	1.9	1.9
20	3.1	2.0	1.8
21	3.1	1.8	1.8
22	3.1	1.8	1.6
23	3.1	1.9	1.9
24	3.1	1.8	1.8
25	3.1	1.8	1.9
26	3.1	1.9	1.8
27	3.1	1.9	1.8
28	3.1	1.9	1.9
29	3.1	1.8	1.7
30	3.1	1.8	1.6
31	3.1	1.9	1.9
32	3.1	1.8	1.8
33	3.1	1.8	1.8
34	3.1	1.9	1.9
35	3.1	1.8	1.9
36	3.1	1.9	1.7
37	3.1	2.1	1.8
38	3.1	1.8	1.8
39	3.1	1.9	1.8
40	3.1	1.9	1.9

Таблица 5.8 – Результаты эксперимента по коэффициентам компрессии
 для прототипного CF_1 и разработанного CF_2 методов
 при выровненных MAE

Изображение, №	MAE	CF_1	CF_2
1	3.24	3.86	4.02
2	3.25	3.81	4.03
3	3.24	3.84	4.00
4	3.23	3.84	4.02
5	3.25	3.83	4.01
6	3.24	3.82	4.00
7	3.24	3.84	4.01
8	3.23	3.86	4.01
9	3.24	3.87	4.00
10	3.25	3.84	4.02
11	3.24	3.85	4.00
12	3.24	3.84	4.01
13	3.24	3.85	4.01
14	3.24	3.84	4.00
15	3.25	3.82	4.02
16	3.24	3.83	4.00
17	3.23	3.84	4.01
18	3.25	3.82	4.00
19	3.24	3.82	4.03
20	3.24	3.84	4.00
21	3.24	3.81	4.02
22	3.24	3.84	4.00
23	3.24	3.83	4.01
24	3.24	3.85	4.02
25	3.25	3.84	4.00
26	3.24	3.82	4.00
27	3.23	3.86	4.00
28	3.24	3.84	4.01
29	3.24	3.84	4.03
30	3.24	3.84	4.00
31	3.24	3.83	4.02
32	3.25	3.84	4.01
33	3.24	3.83	4.02
34	3.24	3.84	4.00
35	3.23	3.85	4.01
36	3.24	3.84	4.03
37	3.25	3.82	4.01
38	3.24	3.85	4.02
39	3.24	3.81	4.00
40	3.24	3.82	4.02

Таблица 5.9– Результаты эксперимента по качеству декодируемых изображений
 для прототипного MAE_1 и разработанного MAE_2 методов
 при выровненных CF

Изображение, №	CF	MAE_1	MAE_2
1	3.83	3.25	3.01
2	3.84	3.27	3.02
3	3.83	3.23	3.01
4	3.83	3.25	3.03
5	3.83	3.24	3.00
6	3.82	3.25	3.02
7	3.83	3.27	3.01
8	3.84	3.25	3.00
9	3.83	3.23	3.02
10	3.83	3.25	3.00
11	3.82	3.24	3.01
12	3.83	3.27	3.00
13	3.84	3.25	3.03
14	3.83	3.28	3.02
15	3.82	3.25	3.00
16	3.83	3.27	3.01
17	3.83	3.25	3.02
18	3.83	3.25	3.02
19	3.82	3.24	3.00
20	3.83	3.25	3.01
21	3.84	3.22	3.00
22	3.83	3.25	3.02
23	3.83	3.25	3.02
24	3.82	3.25	3.00
25	3.83	3.25	3.02
26	3.83	3.25	3.00
27	3.83	3.27	3.02
28	3.84	3.25	3.01
29	3.83	3.26	3.02
30	3.82	3.25	3.00
31	3.83	3.26	3.03
32	3.83	3.25	3.02
33	3.82	3.27	3.02
34	3.83	3.25	3.01
35	3.82	3.23	3.03
36	3.83	3.22	3.01
37	3.83	3.25	3.02
38	3.84	3.28	3.01
39	3.83	3.25	3.01
40	3.82	3.22	3.03

5.1.8 Сравнительный анализ методов

На основе выборочных данных были рассчитаны средние выборочные значения критериев качества для прототипных и разработанных методов. Средние выборочные по оценке отношения сигнал-шум, а также по коэффициентам компрессии и качеству декодируемых изображений, представлены ниже (таблицы 5.10 – 5.12).

Таблица 5.10 – Средние значения по определению отношения сигнал-шум в прототипном SNR_1 и разработанном SNR_2 методах относительно истинного значения SNR_3

Количество измерений	SNR_1 , дБ	SNR_2 , дБ	SNR_3 , дБ
40	3.12	1.83	1.80

Таблица 5.11 – Средние значения по коэффициентам компрессии для прототипного CF_1 и разработанного CF_2 методов при выровненных MAE

Количество изображений	MAE	CF_1	CF_2
40	3.24	3.84	4.01

Таблица 5.12 – Средние значения по качеству декодируемых изображений для прототипного MAE_1 и разработанного MAE_2 методов при выровненных CF

Количество изображений	CF	MAE_1	MAE_2
40	3.83	3.25	2.99

В данном случае представлены показатели, полученные для однолучевой схемы распространения сигнала. В ходе исследований были также проведены аналогичные эксперименты для двухлучевой схемы, описывающей случай отражения сигнала от металлической крыши автомобиля.

5.1.9 Оценка эффективности методов

По результатам сравнительного анализа прототипных и предложенных решений были получены следующие результаты. В однолучевой схеме распространения, характеризующей распространение сигнала в свободном пространстве при отсутствии препятствий и отражений, средний выигрыш предложенного метода проектирования радиоканала по точности оценки отношения сигнал-шум составил 12.7%, максимальный выигрыш – 23.2% по сравнению с ближайшим аналогом. В двухлучевой схеме распространения, характеризующей случай с отражением сигнала от металлической крыши автомобиля, средний выигрыш предложенного метода проектирования радиоканала по точности оценки отношения сигнал-шум составил 38.5%, максимальный выигрыш – 44.2% по сравнению с ближайшим аналогом.

Кроме того, предложенный метод компрессии и видеокодек на его основе обеспечили выигрыш в коэффициенте компрессии и качестве декодируемого изображения в среднем на 4.2% и 7.7% соответственно. Максимальные показатели улучшения по указанным критериям составили 9.2% и 17.6% соответственно. В задаче о транспортных потоках полученные выигрыши были конвертированы в повышение точности распознавания автомобильных проекций.

5.2 Математическое моделирование радиоканала

В данном подразделе с целью параметрической оптимизации радиоканала проведено математическое моделирование и сравнительный анализ радиоканалов с различными типами цифровой модуляции сигнала, включая *АМ*, *ЧМ*, *ФМ* и *КАМ*. По результатам сравнительного анализа выбран тип модуляции, наиболее подходящий применительно к задаче о транспортных потоках города с учётом наличия встроенного видеокодека и требований режима реального времени. Показан пример параметрической оптимизации радиоканала для конкретной расчётной схемы.

5.2.1 Параметры моделирования

Математическое моделирование и сравнительный анализ радиоканалов с различными типами цифровой модуляции проводилось при прочих равных условиях. Параметры моделирования для всех типов цифровой модуляции были приняты одинаковыми (таблицы 5.13 – 5.18). Параметры полезных сигналов, шумов и помех представлены в описаниях конкретных типов модуляции. Значения весовых коэффициентов целевого функционала представлены в описании решения задачи оптимизации радиоканала.

Таблица 5.13 – Основные параметры моделирования радиоканала

Параметр	Обозначение	Значение
Время моделирования	T	100 нс
Максимальное расстояние	R	100 м
Пробное расстояние	L	25 м
Количество узлов по времени	N	1000
Количество узлов по координате	I	100
Количество коэффициентов Фурье	K	200

Таблица 5.14 – Поправочные коэффициенты и коэффициенты усиления

Коэффициент	Обозначение	Значение
Коэффициент связи передатчика	k_1	1.0
Коэффициент поправки в ближн. зоне	k_2	2.7×10^{-3}
Коэффициент связи приёмника	k_3	1.0
Коэффициент ослабления фильтра	k_4	0.82
Коэффициент первого каскада приёмн.	k_5	10

Таблица 5.15 – Коэффициенты уравнения в ЧП, задающие свойства среды

Коэффициент	Обозначение	Значение
Коэффициент при 2-й произв. по t	q_1	-1
Коэффициент при 2-й произв. по r	q_2	9×10^{10}
Коэффициент при 1-й произв. по r	q_3	324×10^{19}

Таблица 5.16 – Коэффициенты аппроксимации
кривой затухания сигнала

Коэффициент	Обозначение	Значение
Коэффициент при r^4	a_1	238×10^{-9}
Коэффициент при r^2	a_2	-35.5×10^{-6}
Коэффициент при r^1	a_3	-4×10^{-3}
Коэффициент при r^0	a_4	1.12

Таблица 5.17 – Параметры полосового фильтра

Коэффициент	Обозначение	Значение
Функция АЧХ	$A(\omega)$	$\{\dots, 0.1, 1, 0.1, \dots\}$
Функция ФЧХ	$\varphi(\omega)$	$\{\dots, 0, 0, 0, \dots\}$

Таблица 5.18 – Параметры видеокодека

Коэффициент	Обозначение	Значение
Коэффициенты квантования	k_1, k_2	4, 4
Весовые коэффициенты	c_1, c_2	0.5, 0.5
Коэффициент фильтра	a	0.5
Коэффициент усиления	k	2

Задача моделирования состояла в том, чтобы провести сравнительный анализ различных типов цифровой модуляции сигнала, а затем выбрать тип модуляции, наиболее подходящий для системы мониторинга транспортных потоков города, после чего окончательно оптимизировать радиоканал при заданном типе модуляции. Далее последовательно, один за другим, представим результаты моделирования, полученные для различных типов модуляции при прочих равных условиях, после чего выберем наиболее эффективный тип модуляции и перейдем к решению задачи параметрической оптимизации радиоканала.

5.2.2 Амплитудная цифровая модуляция

В данном случае моделировался фрагмент сигнала с 2-х позиционной цифровой АМ. Единица передаваемой информации – 1 бит. Информационные символы алфавита кодировались путём дискретного изменения амплитуды. Управляющие символы в состав сигнала не включались. Математическая модель сигнала с цифровой АМ представлена множеством из 5-ти временных интервалов с различными значениями амплитуды:

$$s_n(t) = A_n(t) \cos(\omega_n t + \varphi_n), \quad A_n(t) \in \{A_1, A_2\}, \quad (5.1)$$

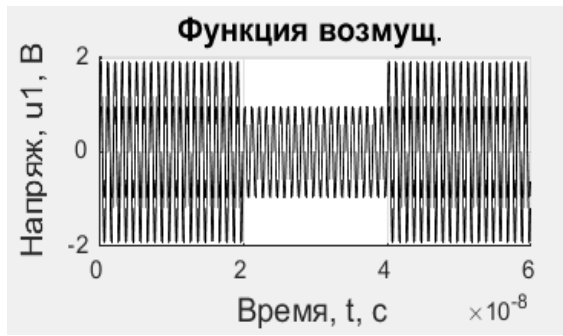
где: $s_n(t)$ – полезный сигнал; $A_n(t)$ – амплитуда сигнала; ω_n – круговая частота сигнала; φ_n – фаза сигнала; n – номер временного отрезка.

Параметры амплитуд, частот и фаз сигнала на каждом из временных отрезков задавались табличным способом (таблица 5.19). Параметры шумов и помех назначались в соответствии с требуемой СПМ и законом распределения по уровню.

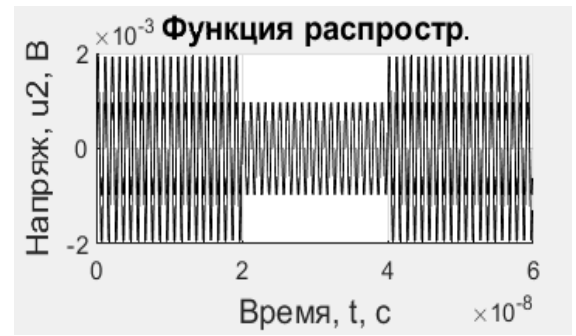
Таблица 5.19 – Параметры сигнала с цифровой АМ

Интервал, n	Амплитуда, A_n , В	Частота, ν_n , ГГц	Фаза, φ_n , рад
1	$A_1=2$	$\nu_1=1.000$	0
2	$A_2=1$	$\nu_2=1.000$	0
3	$A_3=2$	$\nu_3=1.000$	0
4	$A_4=1$	$\nu_4=1.000$	0
5	$A_5=2$	$\nu_5=1.000$	0

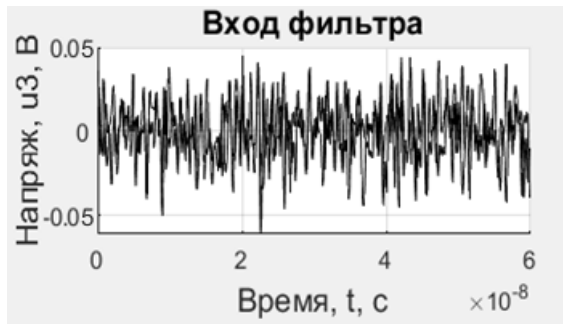
Результаты моделирования представлены ниже (рисунок 5.6, таблица 5.20). Уровень помехи превышал уровень полезного сигнала на входе приёмника примерно в 50 раз и составлял 50 мВ. В качестве помехи использовался белый Гауссовский шум. В целях повышения наглядности графические результаты моделирования представлены только для первых 3-х временных интервалов.



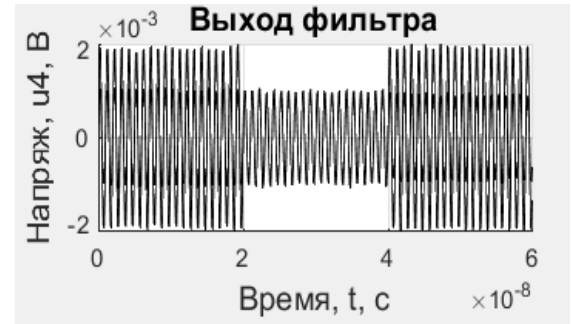
а)



б)



в)



з)

Рисунок 5.6. Результаты моделирования сигнала с цифровой АМ:

- а) – функция возмущения $u_1(t,r)$; б) – функция распространения $u_2(t,r)$;
 в) – вход фильтра $u_3(t)$; з) – выход фильтра $u_4(t)$

Таблица 5.20 – Значения критериев качества радиоканала
 для сигнала с цифровой АМ

Критерий	Аббревиатура	Значение
Средняя мощность передатчика	TXP	28 мВт
Пропускная способность радиоканала	BR	1.3 МБ/с
Вероятность битовой ошибки	BER	1×10^{-4}
Отношение сигнал-шум	SNR	15.5 дБ
Коэффициент компрессии	CF	4.72
Среднее абсолютное отклонение	MAE	3.86

При вычислении критериев TXP , BR , BER , SNR использовались все значения амплитуды сигнала на всём временном отрезке моделирования. Значения критериев BR , BER и SNR были вычислены по значению сигнал-шум в тракте приёмного устройства.

5.2.3 Частотная цифровая модуляция

В данном случае моделировался фрагмент сигнала с 2-х позиционной цифровой ЧМ. Единица передаваемой информации – 1 бит. Информационные символы алфавита кодировались путём дискретного изменения частоты. Управляющие символы в состав сигнала не включались. Математическая модель сигнала с цифровой ЧМ представлена множеством из 5-ти временных интервалов с различными значениями частоты:

$$s_n(t) = A_n \cos(\omega_n(t)t + \varphi_n), \quad \omega_n(t) \in \{\omega_1, \omega_2\}, \quad (5.2)$$

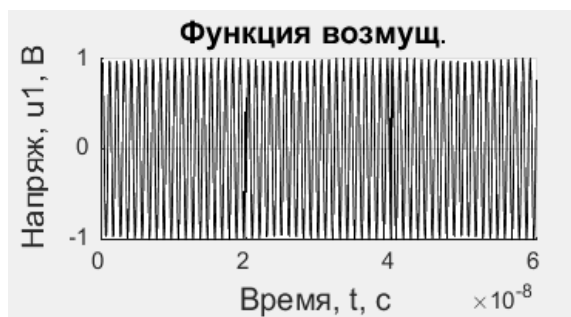
где: $s_n(t)$ – полезный сигнал; A_n – амплитуда сигнала; $\omega_n(t)$ – круговая частота сигнала; φ_n – фаза сигнала; n – номер временного отрезка.

Параметры амплитуд, частот и фаз сигнала на каждом из временных отрезков задавались табличным способом (таблица 5.21). Параметры шумов и помех назначались в соответствии с требуемой СПМ и законом распределения по уровню.

Таблица 5.21 – Параметры сигнала с цифровой ЧМ

Интервал, n	Амплитуда, A_n , В	Частота, ν_n , ГГц	Фаза, φ_n , рад
1	$A_1=1$	$\nu_1=1.002$	0
2	$A_2=1$	$\nu_2=0.998$	0
3	$A_3=1$	$\nu_3=1.002$	0
4	$A_4=1$	$\nu_4=0.998$	0
5	$A_5=1$	$\nu_5=1.002$	0

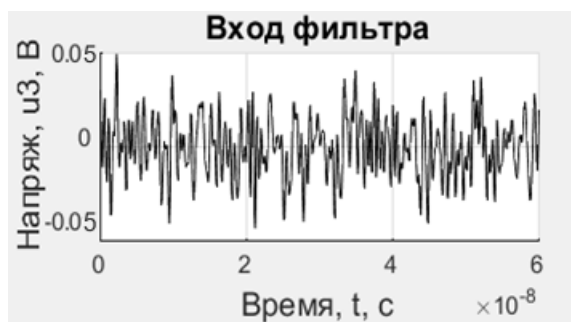
Результаты моделирования представлены ниже (рисунок 5.7, таблица 5.22). Уровень помехи превышал уровень полезного сигнала на входе приёмника примерно в 50 раз и составлял 50 мВ. В качестве помехи использовался белый Гауссовский шум. В целях повышения наглядности графические результаты моделирования представлены только для первых 3-х временных интервалов.



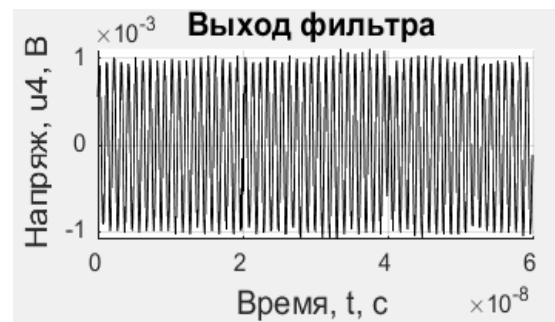
а)



б)



в)



г)

Рисунок 5.7. Результаты моделирования сигнала с цифровой ЧМ

а) – функция возмущения $u_1(t,r)$; б) – функция распространения $u_2(t,r)$;
 в) – вход фильтра $u_3(t)$; г) – выход фильтра $u_4(t)$

Таблица 5.22 – Значения критериев качества радиоканала
 для сигнала с цифровой ЧМ

Критерий	Аббревиатура	Значение
Средняя мощность передатчика	TXP	10 мВт
Пропускная способность радиоканала	BR	1.3 МБ/с
Вероятность битовой ошибки	BER	5×10^{-6}
Отношение сигнал-шум	SNR	11.2 дБ
Коэффициент компрессии	CF	4.72
Среднее абсолютное отклонение	MAE	3.82

При вычислении критериев TXP , BR , BER , SNR использовалось единственное значение амплитуды сигнала на всём временном отрезке моделирования. Значения критериев BR , BER и SNR были вычислены по значению сигнал-шум в тракте приёмного устройства.

5.2.4 Фазовая цифровая модуляция

В данном случае моделировался фрагмент сигнала с 2-х позиционной цифровой ФМ. Единица передаваемой информации – 1 бит. Информационные символы алфавита кодировались путём дискретного изменения фазы. Управляющие символы в состав сигнала не включались. Математическая модель сигнала с цифровой ФМ представлена множеством из 5-ти временных интервалов с различными значениями фазы:

$$s_n(t) = A_n \cos(\omega_n t + \varphi_n(t)), \quad \varphi_n(t) \in \{\varphi_1, \varphi_2\}, \quad (5.3)$$

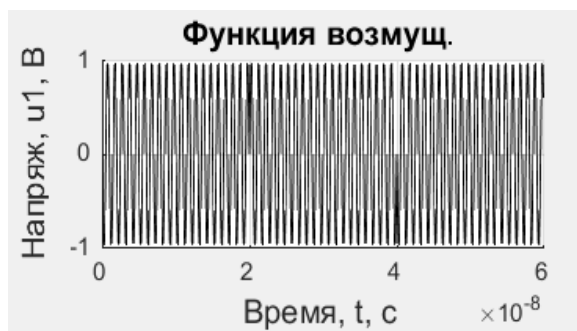
где: $s_n(t)$ – полезный сигнал; A_n – амплитуда сигнала; ω_n – круговая частота сигнала; $\varphi_n(t)$ – фаза сигнала; n – номер временного отрезка.

Параметры амплитуд, частот и фаз сигнала на каждом из временных отрезков задавались табличным способом (таблица 5.23). Параметры шумов и помех назначались в соответствии с требуемой СПМ и законом распределения по уровню.

Таблица 5.23 – Параметры сигнала с цифровой ФМ

Интервал, n	Амплитуда, A_n , В	Частота, ν_n , ГГц	Фаза, φ_n , рад
1	$A_1=1$	$\nu_1=1.000$	π
2	$A_2=1$	$\nu_2=1.000$	0
3	$A_3=1$	$\nu_3=1.000$	π
4	$A_4=1$	$\nu_4=1.000$	0
5	$A_5=1$	$\nu_5=1.000$	π

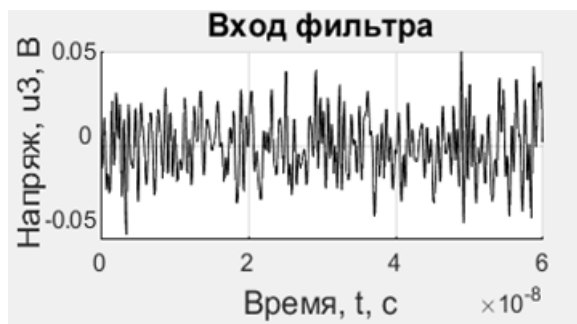
Результаты моделирования представлены ниже (рисунок 5.8, таблица 5.24). Уровень помехи превышал уровень полезного сигнала на входе приёмника примерно в 50 раз и составлял 50 мВ. В качестве помехи использовался белый Гауссовский шум. В целях повышения наглядности графические результаты моделирования представлены только для первых 3-х временных интервалов.



а)



б)



в)



г)

Рисунок 5.8. Результаты моделирования сигнала с цифровой ФМ:

- а) – функция возмущения $u_1(t,r)$; б) – функция распространения $u_2(t,r)$;
 в) – вход фильтра $u_3(t)$; г) – выход фильтра $u_4(t)$

Таблица 5.24 – Значения критериев качества радиоканала для сигнала с цифровой ФМ

Критерий	Аббревиатура	Значение
Средняя мощность передатчика	TXP	10 мВт
Пропускная способность радиоканала	BR	1.3 МБ/с
Вероятность битовой ошибки	BER	5×10^{-6}
Отношение сигнал-шум	SNR	11.3 дБ
Коэффициент компрессии	CF	4.72
Среднее абсолютное отклонение	MAE	3.82

При вычислении критериев TXP , BR , BER , SNR использовалось единственное значение амплитуды сигнала на всём временном отрезке моделирования. Значения критериев BR , BER и SNR были вычислены по значению сигнал-шум в тракте приёмного устройства.

5.2.5 Амплитудная квадратурная цифровая модуляция

В данном случае моделировался фрагмент сигнала с 16-ти позиционной цифровой *КАМ*. Единица передаваемой информации – 1 тетрада. Информационные символы алфавита кодировались путём дискретного изменения амплитуд квадратурных составляющих по принципу вращения радиус-вектора. Управляющие символы в состав сигнала не включались. Математическая модель сигнала с цифровой *КАМ* представлена множеством из 5-ти временных интервалов с различными значениями амплитуды и фазы вектора вращения:

$$s_n(t) = A_n(t) \cos(\omega_n t + \varphi_n(t)), \quad A_n(t) \in \{A_1, \dots, A_3\}, \quad \varphi_n(t) \in \{\varphi_1, \dots, \varphi_{12}\}, \quad (5.4)$$

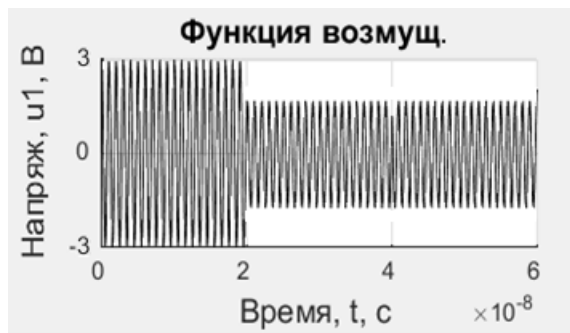
где: $s_n(t)$ – полезный сигнал; $A_n(t)$ – амплитуда сигнала; ω_n – круговая частота сигнала; $\varphi_n(t)$ – фаза сигнала; n – номер временного отрезка.

Параметры амплитуд, частот и фаз сигнала на каждом из временных отрезков задавались табличным способом (таблица 5.25). Параметры шумов и помех назначались в соответствии с требуемой *СПМ* и законом распределения по уровню.

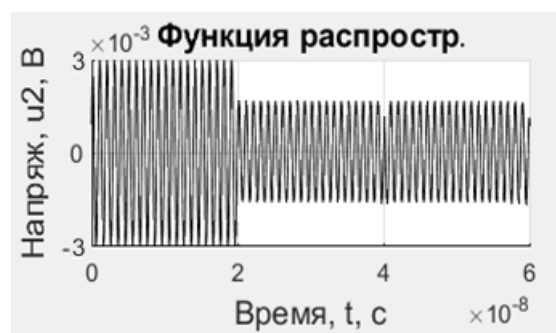
Таблица 5.25 – Параметры сигнала с цифровой *КАМ*

Интервал, n	Амплитуда, A_n , В	Частота, ν_n , ГГц	Фаза, φ_n , рад
1	$A_1=2.8$	$\nu_1=1.000$	$1/4\pi$
2	$A_2=1.4$	$\nu_2=1.000$	$1/4\pi$
3	$A_3=1.4$	$\nu_3=1.000$	$3/4\pi$
4	$A_4=1.4$	$\nu_4=1.000$	$7/4\pi$
5	$A_5=2.8$	$\nu_5=1.000$	$7/4\pi$

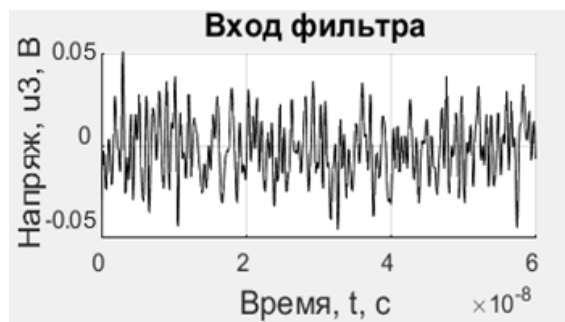
Результаты моделирования представлены ниже (рисунок 5.9, таблица 5.26). Уровень помехи превышал уровень полезного сигнала на входе приёмника примерно в 50 раз и составлял 50 мВ. В качестве помехи использовался белый Гауссовский шум. В целях повышения наглядности графические результаты моделирования представлены только для первых 3-х временных интервалов.



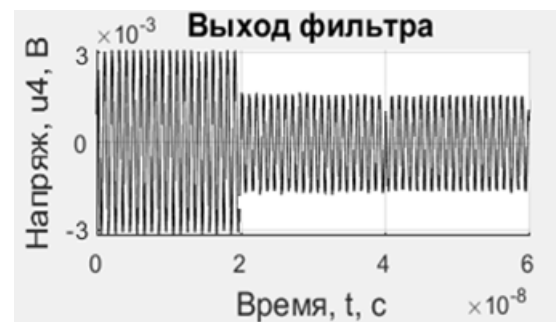
а)



б)



в)



г)

Рисунок 5.9. Результаты моделирования сигнала с цифровой КАМ:

- а) – функция возмущения $u_1(t,r)$; б) – функция распространения $u_2(t,r)$;
 в) – вход фильтра $u_3(t)$; г) – выход фильтра $u_4(t)$

Таблица 5.26 – Значения критериев качества радиоканала для сигнала с цифровой КАМ

Критерий	Аббревиатура	Значение
Средняя мощность передатчика	TXP	43 мВт
Пропускная способность радиоканала	BR	5.2 МБ/с
Вероятность битовой ошибки	BER	9×10^{-4}
Отношение сигнал-шум	SNR	17.6 дБ
Коэффициент компрессии	CF	4.72
Среднее абсолютное отклонение	MAE	3.95

При вычислении критериев TXP , BR , BER , SNR использовались все значения амплитуды сигнала на всём временном отрезке моделирования. Значения критериев BR , BER и SNR были вычислены по значению сигнал-шум в тракте приёмного устройства.

5.2.6 Сравнительный анализ радиоканалов

Обобщим результаты сравнительного анализа радиоканалов с различными типами цифровой модуляции сигнала (таблицы 5.27 – 5.32). Значения критериев TXP , BR , BER и SNR , касающихся непосредственной передачи изображений по линии связи, сильно различаются. Сигналы с AM и KAM имеют самую низкую помехоустойчивость, не смотря на высокие показатели средней мощности сигнала. Значения коэффициента компрессии CF одинаковы для всех рассмотренных типов модуляции, поскольку использовались одни и те же настройки видеокodeка. Небольшие отклонения по критерию MAE , характерные для разных типов модуляции, обусловлены в данном случае не компрессией, а помеховыми искажениями передаваемых кодов изображений в линии связи.

Таблица 5.27 – Средняя мощность передатчика TXP в зависимости от типа цифровой модуляции на пробном расстоянии L , равном 25 м

Тип цифровой модуляции	Средняя мощность TXP
Амплитудная, $AM-2$	28 мВт
Частотная, $ЧМ-2$	10 мВт
Фазовая, $ФМ-2$	10 мВт
Квадратурная амплитудная, $KAM-16$	43 мВт

Таблица 5.28 – Пропускная способность радиоканала BR в зависимости от типа цифровой модуляции на пробном расстоянии L , равном 25 м

Тип цифровой модуляции	Пропускная способность, BR
Амплитудная, $AM-2$	1.3 МБ/с
Частотная, $ЧМ-2$	1.3 МБ/с
Фазовая, $ФМ-2$	1.3 МБ/с
Квадратурная амплитудная, $KAM-16$	5.2 МБ/с

Таблица 5.29 – Вероятность битовой ошибки BER
в зависимости от типа цифровой модуляции
на пробном расстоянии L , равном 25 м

Тип цифровой модуляции	Вероятность ошибки, BER
Амплитудная, $AM-2$	1×10^{-4}
Частотная, $ЧМ-2$	5×10^{-6}
Фазовая, $ФМ-2$	5×10^{-6}
Квадратурная амплитудная, $КАМ-16$	9×10^{-4}

Таблица 5.30 – Отношение сигнал-шум в тракте приёмника SNR
в зависимости от типа цифровой модуляции сигнала
на пробном расстоянии L , равном 25 м

Тип цифровой модуляции	Отношение сигнал-шум, SNR
Амплитудная, $AM-2$	15.5 дБ
Частотная, $ЧМ-2$	11.2 дБ
Фазовая, $ФМ-2$	11.3 дБ
Квадратурная амплитудная, $КАМ-16$	17.6 дБ

Таблица 5.31 – Коэффициент компрессии изображений CF
для различных типов цифровой модуляции сигнала
при прочих равных условиях

Тип цифровой модуляции	Коэффициент компрессии, CF
Амплитудная, $AM-2$	4.72
Частотная, $ЧМ-2$	4.72
Фазовая, $ФМ-2$	4.72
Квадратурная амплитудная, $КАМ-16$	4.72

Таблица 5.32 – Среднее отклонение сигналов изображений MAE
для различных типов цифровой модуляции сигнала
при прочих равных условиях

Тип цифровой модуляции	Отклонение изображений, MAE
Амплитудная, $AM-2$	3.86
Частотная, $ЧМ-2$	3.82
Фазовая, $ФМ-2$	3.82
Квадратурная амплитудная, $КАМ-16$	3.95

Далее необходимо было сопоставить возможности радиоканалов с различными типами цифровой модуляции с требованиями системы мониторинга транспортных потоков к разрешению цифровых изображений и кадровой частоте с учётом фактора компрессии. С этой целью был проведён ряд дополнительных исследований с использованием различной высоты съёмки транспортных потоков. За основу были приняты цветные трёхкомпонентные изображения. Проекция автомобиля распознавалась по цветовому признаку в рамках отдельно взятого кадра. Скорости движения автомобилей вычислялись по двум соседним во времени кадрам.

В ходе исследований было установлено, что для достоверного распознавания автомобильных проекций в задаче о транспортных потоках минимальное разрешение цветного цифрового изображения должно составлять 320×240 точек, рекомендуемое разрешение – 640×480 точек. Требуемый объём памяти для хранения одного изображения с разрешением 320×240 точек составляет примерно 0.23 МБ, для хранения изображения с разрешением 640×480 точек – 0.92 МБ. Минимальное значение кадровой частоты, необходимое для вычисления скоростей по двум последовательным во времени кадрам при условии соблюдения скоростного режима на высоте съёмки не более 70 м, должно составлять не менее 3 кадр/с. Рекомендуемое значение кадровой частоты для возможности регистрации нарушений скоростного режима – не менее 5 кадр/с. Рекомендуемая пропускная способность радиоканала для передачи изображений с разрешением 640×480 точек – 4.6 МБ/с.

Отсюда следует, что в системе без встроенного видеокодека только *КАМ* способна обеспечить работу системы мониторинга транспортных потоков в режиме реального времени. Для всех остальных типов модуляции необходимо значительно повышать несущую частоту сигнала. В системе же со встроенным видеокодеком условия по пропускной способности радиоканала выполняются для всех рассмотренных типов цифровой модуляции. При этом *ЧМ* и *ФМ* имеют большое преимущество по обеспечению помехоустойчивости перед *АМ* и *КАМ*. По этой причине в качестве основы для проведения дальнейшей оптимизации радиоканала была выбрана цифровая *ЧМ*.

5.2.7 Параметрическая оптимизация радиоканала

Итак, мы сравнили между собой различные типы цифровой модуляции сигнала и выбрали за основу радиоканал с цифровой ЧМ. Далее проведём параметрическую оптимизацию радиоканала в окрестностях найденных расчётных параметров и критериев эффективности. Применим разработанный метод проектирования радиоканала, изложенный ранее (глава 2). Зададимся весовыми коэффициентами с перераспределением приоритетов в пользу снижения BER и MAE . Тем самым мы обеспечим повышение помехоустойчивости радиоканала и качества декодируемых изображений (таблица 5.33).

Таблица 5.33 – Назначение весовых коэффициентов в задаче оптимизации радиоканала

Критерий	Коэффициент	Значение
Мощность передающего устройства	c_1	0.1
Пропускная способность радиоканала	c_2	0.1
Вероятность битовой ошибки	c_3	0.3
Отношение сигнал-шум	c_4	0.1
Коэффициент компрессии	c_5	0.1
Отклонение сигнала изображения	c_6	0.3

В качестве отправной точки для варьируемых параметров X были приняты предварительные значения этих параметров, заданные для случая ЧМ. В качестве опорных значений критериев эффективности Y были взяты предварительные значения этих критериев, полученные для случая ЧМ. Задача оптимизации решалась путём варьирования параметров множества X относительно начальной конфигурации. В результате был найден локальный экстремум функционала F в окрестности начальных значений параметров множеств X и Y . Оптимальные значения варьируемых параметров и критериев эффективности радиоканала, полученные по результатам решения задачи оптимизации, представлены ниже (таблица 5.34 – 5.35).

Таблица 5.34 – Итоговые значения варьируемых параметров радиоканала с указанием обозначений в целевом функционале

Критерий	Обозначение	Значение
Тип модуляции сигнала	X_1	Цифровая ЧМ
Уровень сигнала	X_2	1.3 В
Ширина полосы радиоканала	X_3	10 МГц
Параметры видеокодека	X_4	$c_1=0.1, c_2=0.9$

Таблица 5.35 – Итоговые значения критериев качества радиоканала с указанием обозначений в целевом функционале

Критерий	Обозначение	Значение
Средняя мощность передатчика	Y_1	17 мВт
Пропускная способность	Y_2	1.4 МБ/с
Вероятность битовой ошибки	Y_3	2×10^{-6}
Отношение сигнал-шум в тракте	Y_4	13.6 дБ
Коэффициент компрессии	Y_5	4.5
Среднее абсолютное отклонение	Y_6	3.3

Результаты решения задачи оптимизации трактуются следующим образом. Акцент расчёта радиоканала сместился в пользу повышения помехоустойчивости и качества декодируемых изображений (что и требовалось). Об этом свидетельствует снижение вероятности битовой ошибки BER с 5×10^{-6} до 2×10^{-6} , а также снижение среднего абсолютного отклонения MAE сигнала декодируемых изображений с 3.8 до 3.3. Платой за это стало повышение мощности передающего устройства, а также снижение коэффициента компрессии изображений. В результате средняя мощность передатчика TXP увеличилась с 10 до 17 мВт, а коэффициент компрессии изображений CF снизился с 4.7 до 4.5 раз. Ширина частотной полосы радиоканала не изменилась. Пропускная способность радиоканала повысилась с 1.3 до 1.4 МБ/с. Отношение сигнал-шум SNR в тракте приёмного устройства возросло на 2.4 дБ.

Таким образом, задача оптимизации была решена по принципу «грубой» и «тонкой» настройки. Сначала мы провели предварительное моделирование, определились с типом модуляции сигнала, задали некоторое начальное состояние варьируемых параметров X , получили соответствующие значения критериев эффективности Y , а затем провели оптимизацию радиоканала в окрестности предварительно заданных множеств X и Y . В результате, благодаря перераспределению значений весовых коэффициентов целевого функционала F , мы адаптировали радиоканал к повышению помехоустойчивости и качества декодируемых изображений за счёт увеличения мощности передающего устройства и снижения коэффициента компрессии.

5.3 Внедрение результатов исследования

В данном подразделе дано краткое описание предложенной модели системы мониторинга транспортных потоков города [147, 149–150]. В контексте разработанных методов параметрической оценки радиоканала и передачи цифровых видеоизображений проанализировано влияние факторов шумового фона и компрессии на качество панорамных изображений транспортных потоков. Определены численные показатели выигрышей предложенных технических решений по критерию точности распознавания автомобильных проекций в кадре. Представлены сведения о внедрении результатов исследования применительно к задаче о транспортных потоках [140].

5.3.1 Описание системы мониторинга

Систему анализа и управления транспортными потоками предложено реализовать на базе панорамных видеоизображений, получаемых с вертикального ракурса [92–108]. Схема отдельного ретранслятора представляет собой высотную вышку, на которую крепится съёмочное оборудование и приёмно-передающее устройство для связи ретранслятора с серверным центром и управляющими светофорами.

Захват изображений с вертикального ракурса имитировался с помощью квадрокоптера [113, 117–127]. Экспериментальный диапазон высот – от 15 до 70 м. Перед запуском алгоритма автоматического распознавания автомобильных проекций проводилась предварительная геометрическая стабилизация кадрового потока, необходимая для устранения эффекта дрожания изображения (рисунок 5.10). В результате кадровые изображения стабилизировались по положению и ориентации, так, будто съёмка осуществлялась с неподвижного источника [120].

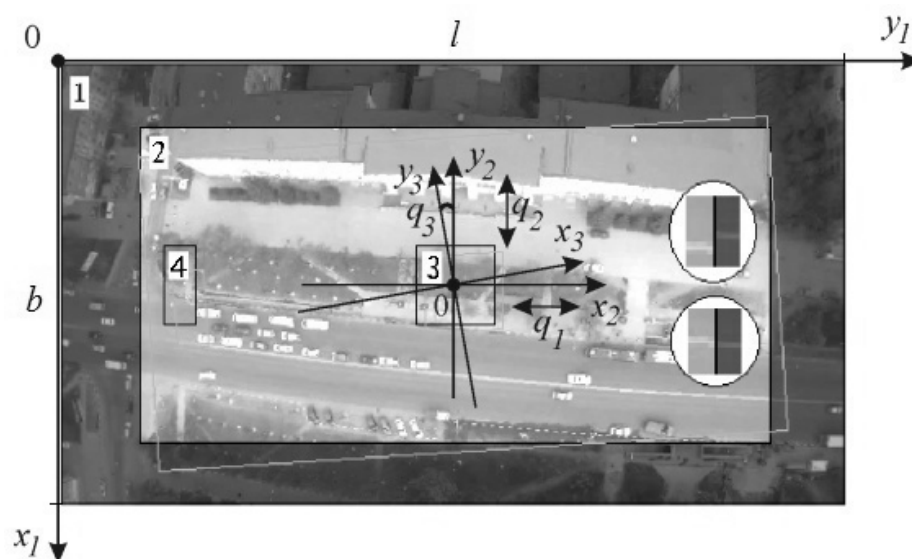


Рисунок 5.10. Пояснение к геометрической стабилизации изображений

После этого запускался автоматический алгоритм распознавания автомобильных проекций [142, 143]. Поиск автомобильных проекций в кадре осуществлялся по цветовому признаку [162–164]. Координаты автомобилей рассчитывались по отдельно взятому кадру. Скорости движения автомобилей вычислялись по двум соседним во времени кадрам.

Далее необходимо было оценить влияние на качество изображения таких факторов, как сильный шумовой фон и наличие встроенного видеокodeка, после чего определить численные показатели выигрышей предложенных технических решений применительно к повышению точности распознавания автомобильных проекций.

5.3.2 Анализ влияния шумового фона

При анализе фактора шумового фона важно было определить минимально необходимый уровень отношения сигнал-шум, требуемый для сохранения достоверности статистических сведений о транспортном потоке (рисунок 5.11). График погрешности по количеству найденных автомобильных проекций был построен путём линейной аппроксимации по двум узловым точкам, соответствующих значениям SNR , равным 6 и 18 дБ в тракте приёмного устройства.

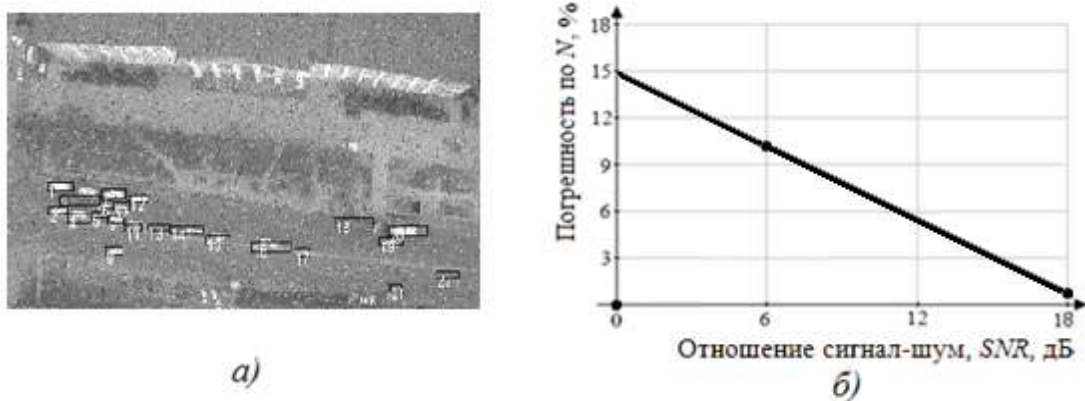


Рисунок 5.11. Погрешность по количеству автомобилей, вносимая шумовым фоном: а) – пример зашумлённого изображения; б) – аппроксимация погрешности по количеству автомобилей в зависимости от отношения сигнал-шум в тракте приёмного устройства

Установлено, что при условии равномерной спектральной плотности мощности помех для уверенного приёма радиосигнала с цифровой ЧМ в городских условиях, пороговое значение отношения сигнал-шум должно составлять не менее -23,8 дБ на входе и не менее 16.2 дБ в тракте приёмного устройства. Вероятность битовой ошибки BER для сигнала с цифровой ЧМ в этом случае составляет порядка 10^{-7} . Погрешность шумового фона носит смещённый характер.

5.3.3 Анализ влияния компрессии

При анализе фактора компрессии было важно оценить границы применимости видеокодека в задаче о транспортных потоках (рисунок 5.12). График погрешности по количеству найденных автомобильных проекций был построен путём линейной аппроксимации по двум узловым точкам, соответствующих значениям коэффициента компрессии CF , равных 1 и 4.2 соответственно.

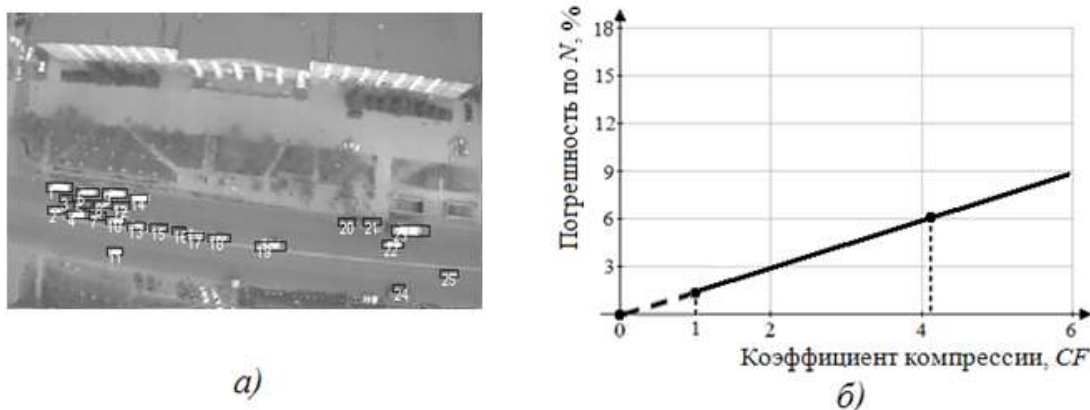


Рисунок 5.12. Погрешность по количеству автомобилей, вносимая компрессией: *a)* – пример декодированного изображения; *б)* – аппроксимация погрешности в зависимости от коэффициента компрессии видеокодека

Выявлено, что приемлемые с точки зрения статистики значения коэффициента компрессии предложенного видеокодека лежат в диапазоне от 1 до 4. Относительная погрешность распознавания по количеству автомобилей в кадре при этом не превышает отметку в 5%. Погрешность компрессии носит несмещённый характер.

Таким образом, разработанный метод проектирования радиоканала позволил снизить влияние помеховых искажений линии связи, а предложенный метод компрессии изображений сгладил компрессионные искажения, вносимые встроенным видеокодеком. В результате, в задаче о транспортных потоках совместное повышение помехоустойчивости радиоканала и качества декодируемых изображений было конвертировано в повышение точности распознавания автомобильных проекций и эффективности управления.

5.3.4 Результаты и внедрение

Согласно результатам исследования, предложенные технические решения, взятые в совокупности, позволили удержать погрешность автоматического распознавания автомобильных проекций в кадре на отметке не более 6% во всём диапазоне экспериментальной высот от 15 до 70 м. Количество промахов автоматического распознавания при этом было сокращено в среднем на 27.2% по сравнению с методами-прототипами. Методы, разработанные в ходе исследования, были рекомендованы для построения беспроводных систем мониторинга транспортных потоков города и внедрены в Управлении ГИБДД УМВД России по Тульской области для сбора статистических сведений и их анализа применительно к различным участкам автотрасс.

5.4 Выводы

В данной главе на основе теоретических и экспериментальных исследований были проведены сравнительный анализ и оценка эффективности предложенных технических решений по сравнению с ближайшими аналогами. Проанализированы предложенные методы проектирования радиоканала и компрессии цифровых изображений. Проведено математическое моделирование радиоканалов с различными типами цифровой модуляции сигнала. Показан пример решения задачи оптимизации радиоканала применительно к задаче мониторинга транспортных потоков. Представлены сведения о внедрении результатов исследования. Основные достижения проведённых исследований состоят в следующем:

- на основе теоретических и экспериментальных исследований проведён сравнительный анализ прототипных и предложенных методов проектирования радиоканала, а также методов компрессии цифровых видеоизображений, определены численные показатели выигрышей предложенных методов по точности оценки отношения сигнал-шум, коэффициенту компрессии и качеству декодируемых изображений;

- установлено, что предложенный метод проектирования радиоканала позволяет повысить расчётную точность оценки отношения сигнал-шум на входе приёмного устройства в среднем на 12.7% для однолучевой схемы и на 38.5% для двухлучевой схемы распространения сигнала, описывающей случай отражения сигнала от крыши автомобиля;

- выявлено, что предложенный метод компрессии и видеокодек на его основе обеспечивают выигрыш в коэффициенте компрессии и качестве декодируемых изображений до отметок в 9.2% и 17.6% соответственно, подтверждено, что данные показатели справедливы, в том числе, для видеоизображений с высокочастотным спектром;

- проведено математическое моделирование радиоканалов с различными типами цифровой модуляции сигнала, установлено, что в системе мониторинга транспортных потоков со встроенным видеокодеком достаточно использовать цифровую ЧМ или ФМ, тогда как в системе без встроенного видеокодека необходимо использовать цифровую КАМ;

- на основе предложенного ранее метода проведена оптимизация радиоканала с ЧМ, благодаря перераспределению значений весовых коэффициентов целевого функционала обеспечено повышение помехоустойчивости радиоканала и качества декодируемых изображений по критериям *BER* и *MAE*;

- проведён анализ влияния факторов шумового фона и компрессии на качество передаваемых изображений в задаче о транспортных потоках, построены графики погрешностей распознавания автомобильных проекций в зависимости от отношения сигнал-шум радиоканала и коэффициента компрессии видеокодека;

- установлено, что для обеспечения помехоустойчивости радиосигнала с цифровой ЧМ в городских условиях, пороговое значение отношения сигнал-шум должно составлять не менее -23.8 дБ на входе и не менее 16.2 дБ в тракте приёмного устройства, при этом погрешность шумового фона носит смещённый характер;

- выявлено, что приемлемые с точки зрения статистики значения коэффициента компрессии разработанного видеокодека в задаче о транспортных потоках лежат в диапазоне от 1 до 4, при этом погрешность компрессии носит несмещённый характер;

- показано, что в задаче о транспортных потоках совокупность предложенных технических решений позволяет удержать погрешность автоматического распознавания автомобильных проекций в кадре на отметке не более 6%, при этом количество промахов автоматического распознавания уменьшается в среднем на 27.2%.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате теоретических и экспериментальных исследований была решена научная проблема обеспечения высокого качества беспроводной передачи цифровых изображений в системах мониторинга транспортных потоков города со встроенным видеокодеком, работающих в режиме реального времени. При достижении цели исследования разработаны технические решения, обеспечившие повышение качества беспроводной передачи цифровых видеоизображений транспортных потоков и точности распознавания автомобильных проекций с целью снижения количества транспортных заторов. Основные достижения проведённых исследований состоят в следующем:

- предложена структурная схема беспроводной системы мониторинга транспортных потоков города по цифровым видеоизображениям, предполагающая статистический анализ и управление транспортными потоками в режиме реального времени с помощью перераспределения времени переключения светофоров;

- показано, что критически важным параметром такой системы является качество цифровых изображений, поскольку от него напрямую зависит точность автоматического распознавания автомобильных проекций в кадре и эффективность управления транспортными потоками;

- предложена структурная схема радиоканала со встроенным видеокодеком, направленная на повышение качества беспроводной передачи цифровых видеоизображений в подобной системе при одновременном сокращении объёма передаваемых данных и снижении нагрузки на радиоканал;

- установлено, что в системе мониторинга со встроенным видеокодеком можно выделить два основных типа искажений передаваемых цифровых изображений: внутренние компрессионные искажения видеокодека и внешние помеховые искажения радиоканала;

- проведён сравнительный анализ методов проектирования радиоканала и методов компрессии цифровых видеоизображений, определён перечень основных факторов, влияющих на качество беспроводной передачи цифровых изображений в городских условиях, выбраны критерии оценки качества радиоканала со встроенным видеокодеком;

- среди основных факторов, влияющих на качество беспроводной передачи цифровых видеоизображений, выделены: фактор компрессии изображений, тип модуляции сигнала, наличие шумов и помех, свойства среды, а также наличие препятствий, отражений и многолучевое распространение;

- среди основных критериев эффективности радиоканала со встроенным видеокодеком выбраны: пропускная способность радиоканала, вероятность битовой ошибки, отношение сигнал-шум на входе и в тракте приёмного устройства, коэффициент компрессии и качество декодируемых изображений;

- установлено, все известные модели радиоканала учитывают лишь малую часть влияющих факторов и не используют многокритериальный подход к оценке эффективности радиоканала, что препятствует оптимизации радиоканала в пользу повышения качества декодируемых изображений;

- выявлено, что ни одна из рассмотренных моделей не учитывает фактор компрессии цифровых изображений, хотя от него в значительной мере зависит выбор типа модуляции сигнала, несущей частоты и пропускная способность радиоканала;

- сделан вывод, что повышение качества беспроводной передачи цифровых видеоизображений в системах мониторинга транспортных потоков со встроенным видеокодеком, может быть достигнуто за счёт параметрической оптимизации радиоканала и совершенствования методов компрессии;

- для повышения точности параметрического расчёта радиоканала и обеспечения режима реального времени, в качестве прототипов выбраны электродинамические модели радиоканала и методы компрессии изображений на основе вейвлет-преобразования;

- в целях дальнейшего использования подготовлены математические модели сигналов с основными типами цифровой модуляции, используемых при передаче цифровых изображений, а также основные типы шумов и помех, свойственных городским условиям;

- на основе электродинамического уравнения в частных производных второго порядка разработана математическая модель радиоканала, позволившая совместно охватить широкий спектр влияющих факторов, в том числе: фактор компрессии, тип модуляции полезного сигнала, наличие шумов и помех, свойства среды, а также наличие препятствий и отражений;

- на основе постановки и решения задачи многокритериальной оптимизации разработан метод проектирования радиоканала со встроенным видеокodeком, учитывающий основные критерии эффективности радиоканала, в том числе: мощность передатчика, пропускную способность радиоканала, вероятность битовой ошибки, отношение сигнал-шум, а также коэффициент компрессии и качество декодируемых изображений;

- благодаря произвольности возмущения в правой части уравнения в частных производных, математической моделью радиоканала охвачены все основные типы модуляции полезного сигнала, причём как по типу дискретности (аналоговая, цифровая), так и по и по типу модулируемого параметра (амплитудная, частотная, фазовая);

- благодаря произвольности возмущения в правой части уравнения, математической моделью радиоканала охвачены также все распространённые типы шумов и помех, причём как по спектру (белый, серый), так и по распределению амплитуды (Гауссовский, Пуассоновский);

- благодаря наличию в уравнении слагаемого с первой производной по координате учтено влияние фактора свойств среды распространения сигнала, в результате математической моделью охвачены такие факторы как: гидрометеоры, промышленный смог и температурные перепады;

- благодаря обобщению математической модели на случай переменных коэффициентов учтено влияние фактора препятствий на пути распространения сигнала, на основе анализа коэффициентов затухания получены относительные значения проницаемости для основных строительных материалов, включая бетон, кирпич и древесину;

- благодаря введению в рассмотрение дополнительной копии полезного сигнала учтён фактор отражений сигнала в двухлучевой схеме распространения, описывающей ситуацию с отражением сигнала от металлической крыши автомобиля;

- благодаря возможности изменения огибающей амплитуды принимаемого сигнала по Релеевскому закону распределения учтён фактор многолучевого распространения сигнала на случай динамически изменяющейся интерференционной картины в точке приёма, возникающей вследствие движения транспортного потока;

- показано, что предложенные технические решения способствуют увеличению точности параметрического расчёта и обеспечения помехоустойчивости радиоканала в пользу повышения точности автоматического распознавания автомобильных проекций и обеспечения эффективности управления транспортными потоками;

- поставлена задача обеспечения произвольности типа цифровой модуляции сигнала в рамках предложенной математической модели радиоканала, предложено решать данную задачу на основе уравнения в $ЧП$ второго порядка с произвольной правой частью;

- для оценки возможности сочетания аналитических и численных методов решения универсального уравнения в $ЧП$ с произвольной правой частью в качестве предварительного шага рассмотрена упрощённая модель радиоканала с моногармоническим сигналом, распространяющимся при отсутствии шумов и помех;

- на основе метода Фурье разделения переменных и метода конечных разностей найдены аналитическое и численное решение упрощённого уравнения для случая одной гармоники, показано, что в случае моногармонического сигнала решение уравнения в *ЧП* сводится к нахождению решения неоднородного *ОДУ* второго порядка;

- проведён сравнительный анализ аналитического и численного решений, установлено, что численное решение в точности повторяет аналитическое по форме, но имеет небольшое отклонение по уровню которое, тем не менее, можно компенсировать за счёт введения соответствующего коэффициента пропорциональности;

- сделан вывод, что сочетание аналитических и численным методов решения уравнения в *ЧП* может быть использовано для перехода от упрощённой математической модели с одной гармоникой к более общей модели с произвольным возмущающим воздействием и распространением радиосигнала в условиях шумов и помех;

- на основе сочетания аналитических и численных методов получено решение уравнения в частных производных второго порядка с переменными коэффициентами и произвольной правой частью, обеспечившая произвольность в выборе типа цифровой модуляции сигнала, а также в задании произвольных типов шумов и помех;

- в основу решения уравнения в *ЧП* с произвольной правой частью положено полигармоническое представление сигнала с аппроксимацией возмущающего воздействия и ответной реакции рядами Фурье, показано, что наличие множества гармоник позволяет эффективно вовлечь в расчёт как полезную, так и вредоносную составляющую возмущения, обеспечивая тем самым произвольность формы сигналов, а также шумов и помех;

- разработаны метод и алгоритм решения предложенного уравнения в *ЧП* с произвольной правой частью, проанализированы границы применимости предложенного технического решения, приведён перечень условий и ограничений на расчётные параметры, включая условия устойчивости, дискретизации и сходимости рядов Фурье;

- показано, что помимо типа модуляции и произвольной формы шумов и помех, предложенная математическая модель радиоканала охватывает множество других влияющих факторов, включая фактор компрессии, свойства среды, наличие препятствий, отражений и многолучевое распространение, что определяет её практическую пользу применительно к задаче беспроводного мониторинга транспортных потоков города;

- с целью повышения качества декодируемых изображений транспортных потоков при одновременном снижении требований к пропускной способности радиоканала разработан перспективный метод компрессии цифровых видеоизображений с высоким спектром, а также видеокодек на его основе;

- разработана математическая модель метода, задача компрессии высокочастотного компонента изображения поставлена и решена как задача классического вариационного исчисления с перераспределением приоритетов по принципу «объём кода – качество декодируемого изображения»;

- сконструирован функционал, реализующий указанное техническое решение и позволяющий путём перезадаания весовых коэффициентов регулировать приоритеты видеокодека по степени сжатия и качеству декодируемых изображений;

- при использовании понятий первой и второй вариаций функционала проанализированы необходимые и достаточные условия его экстремума, дано их теоретическое обоснование, получены математические формулы и осуществлена проверка указанных условий;

- на основе критерия Гурвица проанализирована устойчивость экстремального решения, выработан ряд замечаний и рекомендаций по заданию значений весовых коэффициентов целевой функции и прочих параметров математической модели видеокодека;

- на базе уравнений Эйлера и математического аппарата обыкновенных дифференциальных уравнений получены расчётные зависимости для нахождения экстремального решения вариационной задачи в непрерывном и дискретном виде, разработаны алгоритм и программное обеспечение видеокодека;

- проведено предварительное тестирование разработанного видеокодека, получены численные показатели эффективности работы видеокодека при различных сочетаниях настроечных параметров, подтверждено наличие технического эффекта по повышению степени сжатия и качества декодируемых изображений;

- на основе теоретических и экспериментальных исследований проведён сравнительный анализ прототипных и предложенных методов проектирования радиоканала, а также методов компрессии цифровых видеоизображений, определены численные показатели выигрышей предложенных методов по точности оценки отношения сигнал-шум, коэффициенту компрессии и качеству декодируемых изображений;

- установлено, что предложенный метод проектирования радиоканала позволяет повысить расчётную точность оценки отношения сигнал-шум на входе приёмного устройства в среднем на 12.7% для однолучевой схемы и на 38.5% для двухлучевой схемы распространения сигнала, описывающей случай отражения сигнала от крыши автомобиля;

- выявлено, что предложенный метод компрессии и видеокодек на его основе обеспечивают выигрыш в коэффициенте компрессии и качестве декодируемых изображений до отметок в 9.2% и 17.6% соответственно, подтверждено, что данные показатели справедливы, в том числе, для видеоизображений с высокочастотным спектром;

- проведено математическое моделирование радиоканалов с различными типами цифровой модуляции сигнала, установлено, что в системе мониторинга транспортных потоков со встроенным видеокодеком достаточно использовать цифровую ЧМ или ФМ, тогда как в системе без встроенного видеокодека необходимо использовать цифровую КАМ;

- на основе предложенного ранее метода проведена оптимизация радиоканала с ЧМ, благодаря перераспределению значений весовых коэффициентов целевого функционала обеспечено повышение помехоустойчивости радиоканала и качества декодируемых изображений по критериям BER и MAE;

- проведён анализ влияния факторов шумового фона и компрессии на качество передаваемых изображений в задаче о транспортных потоках, построены графики погрешностей распознавания автомобильных проекций в зависимости от отношения сигнал-шум радиоканала и коэффициента компрессии видеокодека;

- установлено, что для обеспечения помехоустойчивости радиосигнала с цифровой ЧМ в городских условиях, пороговое значение отношения сигнал-шум должно составлять не менее -23.8 дБ на входе и не менее 16.2 дБ в тракте приёмного устройства, при этом погрешность шумового фона носит смещённый характер;

- выявлено, что приемлемые с точки зрения статистики значения коэффициента компрессии разработанного видеокодека в задаче о транспортных потоках лежат в диапазоне от 1 до 4, при этом погрешность компрессии носит несмещённый характер;

- показано, что в задаче о транспортных потоках совокупность предложенных технических решений позволяет удерживать погрешность автоматического распознавания автомобильных проекций в кадре на отметке не более 6%, при этом количество промахов автоматического распознавания уменьшается в среднем на 27.2%.

Результаты исследования были рекомендованы для построения беспроводных систем мониторинга транспортных потоков города и внедрены в Управлении ГИБДД УМВД России по Тульской области для сбора статистических сведений и их анализа применительно к различным участкам автотрасс.

ЛИТЕРАТУРА

1. Корнилов, С.М. Системы мониторинга транспортных потоков / С.М. Корнилов // Молодёжная наука в развитии регионов. – 2020. – Т.1. – С. 35 – 39.
2. Ширяев, С.А. Совершенствование системы мониторинга транспортных потоков в городах / С.А. Ширяев, А.С. Куликов // Инновационные информационные технологии. – 2012. – № 1. – С. 494 – 495.
3. Дедовец, В.И. Совершенствование транспортной системы региона с использованием инструментов цифрового мониторинга транспортных потоков (на примере московского транспортного узла) / В.И. Дедовец // Актуальные проблемы и перспективы развития экономики: российский и зарубежный опыт. – 2023. – № 1(43). – С. 19 – 27.
4. Кузьмин, С.А. Алгоритмы обработки видеoinформации в системе мониторинга транспортных потоков / С.А. Кузьмин // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2015. – Т. 11. – № 3. – С. 90 – 96.
5. Залукаева, Н.Ю. Совершенствование методов адаптивного управления транспортными потоками/ Н.Ю. Залукаева, Д.А. Тарабара // Техника и технология транспорта. – 2022. – № 3(26). – С. 1 – 8.
6. Пестряков, В.Б. Радиотехнические системы / В.Б. Пестряков, В.Д. Кузенков. – М.: Радио и связь, 1985. – 376 с.
7. Феер, К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра / К. Феер. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
8. Кругль, Г. Профессиональное видеонаблюдение – 2. Практика и технологии аналогового и цифрового ССТV / Г. Кругль. – 2-е изд. – М.: Секьюрити Фокус, 2019. – 626 с.
9. Лыткин, А. IP-видеонаблюдение: наглядное пособие / А. Лыткин. – М.: Изд-во «Авторская книга», 2011. – 200 с.
10. Федоров, В.К. стандарты цифрового телевидения первого поколения / В.К. Федоров. – М.: ДМК Пресс, 2015. – 312 с.

11. Карякин, В.Л. Цифровое телевидение / В.Л. Карякин. – М.: СОЛОН-Пресс, 2013. – 448 с.
12. Прокис, Джон. Цифровая связь / Джон Прокис. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
13. Волков, Л.Н. Системы цифровой радиосвязи / Л.Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 392 с.
14. Крейнделин, В.Б. Новые методы обработки сигналов в системах беспроводной связи / В.Б. Крейнделин. – СПб: Линк, 2009. – 276 с.
15. Мардер, Н.С. Современные телекоммуникации / Н.С. Мардер. – М.: ИРИАС, 2006. – 384 с.
16. Невдяев, Л.М. Телекоммуникационные технологии / Л.М. Невдяев. – М.: МЦНТИ, ООО «Мобильные коммуникации, 2002. – 592 с.
17. Вишневский, В.М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И.В. Шахнович. – М.: Техносфера, 2005. – 592 с.
18. Гаврилов, В.М. Расчёт затухания в радиоканале на закрытой трассе с пассивным ретранслятором / В.М. Гаврилов, Д.Г. Николашкин, О.Р. Никитин // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2017. – № 19. – С. 59 – 62.
19. Гаврилов, В.М. Компьютерное моделирование электромагнитного поля на городских радиотрассах с подвижным пунктом связи / В.М. Гаврилов, Н.Н. Корнеева // Электросвязь. – 2021. – № 3. – С. 34 – 38.
20. Пономарчук, С.Н. Моделирование КВ-радиотрасс на основе волноводного подхода / С.Н. Пономарчук, В.И. Куркин, Н.В. Ильин, М.С. Пензин // Солнечно-земная физика. – 2024. – Т. 10. – № 2. – С. 99 – 108.
21. Распространение радиоволн. Расчёт ослабления в свободном пространстве // Рекомендация МСЭ-R P.525-3. – 2016. – С. 1 – 4.
22. Расников, М.Д. Оценка отношения сигнал/шум двоичного сигнала / М.Д. Расников, И.Т. Рожков // Телекоммуникации. – 2009. – № 7. – С. 40 – 44.

23. Кузьмин, Е.В., Нечупей Е.А. Повышение точности оценивания отношения «сигнал/шум» в режиме сильного сигнала при различных вариантах оценивания дисперсии шума/ Е.В. Кузьмин, Е.А. Нечупей // Цифровая обработка сигналов и её применение DSPA - 2023: сборник докладов XXV Международной конференции. – Москва: Издательство Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2023. – С. 167–170.

24. Малюженко, О.В., Каменцев О.К., Киселев А.В. Программа оценки отношения сигнал/шум и девиации частоты несущей OFDM-сигналов / О.В. Малюженко, О.К. Каменцев, А.В. Киселев // Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2019614713, РОСПАТЕНТ, 10.04.2019.

25. Ермохин, К.М. Распространение импульса электромагнитного поля в неоднородной среде по результатам его аналитического продолжения / К.М. Ермохин, А.Б. Великин // Физика Земли. – 2018. – № 4. – С. 53 – 57.

26. Тур, Д.А., Гаврилов В.М. Компьютерное моделирование распределения электромагнитного поля в городе с помощью программы FEKO/ Д.А. Тур, В.М. Гаврилов // Дни науки студентов Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых: сборник материалов научно-практических конференций. – Владимир: Издательство ВлГУ им. Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, 2024. – С. 540–549.

27. Филимонов, В.Е. Расширенные уравнения электродинамики Максвелла / В.Е. Филимонов // Актуальные научные исследования: сборник статей XV Международной научно-практической конференции. – Пенза: Издательство Наука и Просвещение (ИП Гуляев Г.Ю.), 2023. – С. 10–22.

28. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. 4-е изд., М.: Связь, 1972. – 336 с.

29. Попов, В.И. Математические модели и алгоритмы распространения радиоволн в сотовых сетях мобильной связи / В.И. Попов, В.А. Скуднов, А.С. Васильев // Евразийский союз ученых. – 2016. – № 3–3(24). – С. 68 – 80.

30. Сосунов, В.Г. Статистическая модель радиоканала в сети связи с подвижными объектами / В.Г. Сосунов // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. – 2014. – Т. 4. – № 3. – С. 262 – 264.

31. Киселев, А.Е., Федин Д.Д. Моделирование мобильных радиоканалов, развитие мобильной связи / А.Е. Киселев, Д.Д. Федин // Фундаментальные, поисковые, прикладные исследования и инновационные проекты: сборник трудов Национальной научно-практической конференции. – Москва: Издательство Ассоциация выпускников и сотрудников ВВИА им. профессора Н.Е. Жуковского содействия сохранению исторического и научного наследия ВВИА им. профессора Н.Е. Жуковского, 2023. – С. 442 – 446.

32. Сэломон, Д. Сжатие данных, изображений и звука / Д. Сэломон. – М.: Техносфера, 2004. – 368 с.

33. Ричардсон, Я. Видеокодирование. H.264 и MPEG-4 стандарты нового поколения / Я. Ричардсон. – М.: Техносфера, 2005. – 368 с.

34. Александров, В.В. Представление и обработка изображений: Рекурсивный подход / В.В. Александров, Н.Д. Горский. – Л.: Наука, 1985. – 192 с.

35. Ватолин, Д. Методы сжатия данных. Устройство архиваторов, сжатие изображений и видео / Д. Ватолин, А. Ратушняк, М. Смирнов, В. Юкин. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2002. – 384 с.

36. Миано, Дж. Форматы и алгоритмы сжатия изображений в действии/ Дж. Миано. – М.: Триумф, 2003. – 336 с.

37. Евсютин, О.О. Сжатие цифровых изображений / О. О. Евсютин, А. А. Шелупанов, С. К. Росошек, Р. В. Мещеряков. – М.: Горячая линия – Телеком, 2013. – 124 с.

38. Коваленко, Д. В. Особенности преобразования Фурье и вейвлет-преобразования / Д. В. Коваленко // Журнал научных и прикладных исследований. – 2016. – №. 3. – С. 132–136.

39. Смоленцев, Н.К. Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в MATLAB / Н.К. Смоленцев. – М.: ДМК Пресс, 2005. – 304 с.

40. Смоленцев, Н.К. Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в MATLAB / Н.К. Смоленцев. – М.: ДМК Пресс, 2019. – 560 с.
41. Малла, С. Вейвлеты в обработке сигналов / С. Малла. – М.: Мир, 2005. – 672 с.
42. Дьяконов, В.П. Вейвлеты. От теории к практике / В.П. Дьяконов. – М.: СОЛОН-Пресс, 2004. – 440 с.
43. Баскаков, С.,И. Радиотехнические цепи и сигналы / С.И. Баскаков. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 2000. – 462 с.
44. Бунин С.Г. Справочник радиолюбителя-коротковолновика / С.Г. Бунин, Л.П. Яйленко. – Киев: Техника, 1984. – 265 с.
45. Григоров, И.Н. Антенны. Настройка и согласование / И.Н. Григоров. – М.: РадиоСофт, 2008. – 268 с.
46. Ротхаммель, К. Антенны / К. Ротхаммель. – 3-е изд., доп. – М.: Энергия, 1979. – 320 с.
47. Хоровиц, П. Искусство схемотехники / П. Хоровиц, У. Хилл. – 2-е изд. – М.: БИНОМ, 2014. – 704 с.
48. Журавлев, В.И. Методы модуляции-демодуляции радиосигналов в системах передачи цифровых сообщений / В.И. Журавлев, Н.П. Трусевич. – Москва: МТУСИ, 2005. – 174 с.
49. Федоров, В.Н. Выбор вида модуляции радиосигнала при разработке систем радиосвязи и управления / В.Н. Федоров, В.И. Филатов, М.А. Зайцев, Д.А. Людоговский // Современные тенденции развития науки и технологий. – 2015. – № 2–2. – С. 158 – 160.
50. Бакулин, М.Г. Технология OFDM. / М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.М. Шлома, А.П. Шумов. – М.: Горячая Линия – Телеком, 2016. – 352 с.
51. Бодров, О.А. Синтез фазо- и частотноманипулированных сигналов в радиотехнических системах / О.А. Бодров. – М.: Горячая линия – Телеком, 2016. – 132 с.
52. Панычев, С.Н. Особенности моделирования процессов приема и обработки случайных радиосигналов на фоне шумов и помех / С.Н. Панычев,

Д.А. Карташов // Вестник Воронежского института ФСИН России. – 2013. – № 1. – С. 37 – 40.

53. Куликов, Е.И. Оценка параметров сигнала на фоне помех / Е.И. Куликов, А.П. Трифонов. – М.: Сов. радио, 1978. – 296 с.

54. Гантмахер, В.Е. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка / В.Е. Гантмахер, Н.Е. Быстров, Д.В. Чеботарев. – СПб.: Наука и техника, 2005. – 396 с.

55. Гремяко, Н.М. Моделирование системы передачи сигнала с использованием фильтра Баттерворта для устранения шумов и помех / Н.М. Гремяко, И.А. Головков // Новые информационные технологии в телекоммуникациях и почтовой связи. – 2023. – Т.1. – № 1. – С. 59 – 60.

56. Иванов, В.В. Особенности компьютерного моделирования цифровых КИХ-фильтров / В.В. Иванов, В.К. Шакурский, М.В. Шакурский // Наука – промышленности и сервису. – 2011. – № 6–2. – С. 307 – 313.

57. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов / А.Б. Сергиенко. – СПб.: Питер, 2002. – 608 с.

58. Глюкман, Л.И. Пьезоэлектрические кварцевые резонаторы / Л.И. Глюкман. – М.: Радио и связь, 1981. – 232 с.

59. Зинчук, В.М. Адаптивная цифровая фильтрация шумоподобных сигналов в радиотехнических системах / В.М. Зинчук, Ю.Г. Сосулин, А.Е. Лимарев, Н.П. Мухин // Цифровая обработка сигналов. – 2000. – № 1. – С. 4 – 18.

60. Жебсаин, В. В. Коэффициент ослабления радиосигнала частотного диапазона 0,8-10 ГГц при экстремально низких температурах среды распространения / В.В. Жебсаин // Вестник Северо-Восточного федерального университета им. М.К. Аммосова. – 2020. – №. 4 (78). – С. 23 – 30.

61. Модель погонного ослабления в дожде, используемая в методах прогнозирования // Рекомендация МСЭ-R P.838-2. – 2003. – С. 159-163.

62. Распространение радиоволн. Ослабление из-за облачности и тумана // Рекомендация МСЭ-R P.840-7. – 2017. – С. 1 – 4.

63. Пожидаев, В. Н. Ослабление и обратное рассеяние миллиметровых радиоволн в тумане, дожде, снегопаде / В.Н. Пожидаев // IV Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь» ИРЭ РАН, 29 ноября – 3 декабря 2010 г. – 2010. – С. 744 – 748.

64. Рыжов, А.И. Ослабление сверхширокополосных хаотических сигналов диапазона 3 – 5 ГГц при прохождении через стены зданий / А. И. Рыжов, В. А. Лазарев, Т. И. Мохсени, Д. В. Никеров [и др.] // Журнал радиоэлектроники. – 2012. – № 5. – С. 1 – 15.

65. Костюк, А.В., Моисеев Д.А., Ковалевская В.В. Расчёт затухания радиоволн при прохождении через различные материалы / А.В. Костюк, Д.А. Моисеев, В.В. Ковалевская // Научно-техническая конференция Санкт-Петербургского НТО РЭС им. А.С. Попова, посвящённая Дню радио. – Санкт-Петербург: Издательство Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина), 2025. – №1 (80). – С. 16–18.

66. Рысенков, К.Н., Бардин А.А., Зобов И.С., Деревнин С.В. Программа вычисления интерференционного взаимодействия прямого и отражённого сигналов с учётом высотного профиля отражающей поверхности / К.Н. Рысенков, А.А. Бардин, И.С. Зобов, С.В. Деревнин // Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2024681425, РОСПАТЕНТ, 10.09.2024.

67. Зубарев, Ю.Б. Моделирование и имитация радиоканалов подвижной связи поколения 5G / Ю.Б. Зубарев, А.Г. Самойлов // Проектирование и технология электронных средств. – 2018. – №. 2. – С. 27 – 33.

68. Крячко, А.Ф., Дворников С.В., Левин Я.Я. Оценка импульсной характеристики многолучевого канала связи / А.Ф. Крячко, С.В. Дворников, Я.Я. Левин // Волновая электроника и инфокоммуникационные системы: материалы XXIV Международной научной конференции. В 3-х частях. – Санкт-Петербург: Издательство Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, 2021. – С. 119–122.

69. Громаков, Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи / Ю.А. Громаков. – М.: Эко-Трендз, 1998. – 240 с.
70. Кеннеди, Р. Каналы связи с замираниями и рассеянием / Р. Кеннеди. – М.: Сов. радио, 1973. – 116 с.
71. Родионов, А.Ю. Многочастотные цифровые системы связи в условиях многолучевого распространения и их энергетическая эффективность / А.Ю. Родионов // Вестник ДВО РАН. – 2007. – № 1. – С. 69 – 72.
72. Мартинсон, Л.К. Дифференциальные уравнения математической физики: учебник для вузов / Л.К. Мартинсон, Ю.И. Малов. – 2-е изд.; под. ред. В.С. Зарубина, А.П. Крищенко. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. – 368 с.
73. Курант, Р. Уравнения с частными производными / Р. Курант. – М.: Мир, 1964. – 830 с.
74. Агафонов, С.А. Дифференциальные уравнения / С.А. Агафонов, А.Д. Герман, Т.В. Муратова. – 3-е изд. стереотип; под. ред. В.С. Зарубина, А.П. Крищенко. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 352 с.
75. Понтрягин, Л.С. Обыкновенные дифференциальные уравнения / Л.С. Понтрягин. – М.: Наука, 1974. – 331 с.
76. Ванько, В.И., Ермошина О.В., Кувыркин Г.Н. Вариационное исчисление и оптимальное управление: учебник для вузов. / В.И. Ванько, О.В. Ермошина, Г.Н. Кувыркин. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006. – 488 с.
77. Геворкян, П.С. Высшая математика. Линейная алгебра и аналитическая геометрия / П.С. Геворкян. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2011. – 208 с.
78. Опойцев, В.И. Школа Опойцева: Аналитическая геометрия и линейная алгебра. / В.И. Опойцев – М.: Ленанд, 2018. – 256 с.
79. Щурин, К.В. Методика и практика планирования и организации эксперимента: практикум / К.В. Щурин, Д.А. Косых. – Оренбург: ОГУ, 2012. – 185 с.
80. Крянев, А.В. Метрический анализ и обработка данных / А.В. Крянев, Г.В. Лукин, Д.К. Удумян. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2012. – 308 с.

81. Джонсон, Н.Л. Одномерные дискретные распределения [Электронный ресурс] / Н.Л. Джонсон, С. Коц, А.У. Кемп. – 4-е изд. (эл.). – М.: Лаборатория знаний, 2017. – 563 с.
82. Вадзинский, Р. Статистические вычисления в среде Excel. Библиотека пользователя / Р. Вадзинский. – СПб.: Питер, 2008. – 608 с.
83. Алексеев, В.М. Оптимальное управление / В.М. Алексеев, В.М. Тихомиров, С.В. Фомин. – 2-е изд. – М.: ФИЗМАЛИТ, 2005. – 384 с.
84. Бабаков, Н.А. Теория автоматического управления: учебник для вузов в 2-х ч. Ч.1. Теория линейных систем автоматического управления / Н.А. Бабаков [и др.]. – М.: Высш. шк., 1986. – 367 с.
85. Куо, Б. Теория и проектирование цифровых систем управления: пер. с англ. / Б. Куо. – М.: Машиностроение, 1986. – 448 с.
86. Филлипс, Ч. Системы управления с обратной связью / Ч. Филлипс, Р. Харбор. – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2001. – 616 с.
87. Щупак, Ю.А. Win32 API. Эффективная разработка приложений / Ю.А. Щупак. – СПб.: Питер, 2007. – 572 с.
88. Хортон, Айвор. Visual C++ 2005: базовый курс / Айвор Хортон. – М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2007. – 1152 с.
89. Пахомов, Б.И. C/C++ и MS Visual C++ 2008 для начинающих / Б.И. Пахомов. – СПб.: БХВ-Петербург, 2009. – 624 с.
90. Дьяков, В.П. MATLAB. Полный самоучитель / В.П. Дьяков. – М.: ДМК Пресс, 2012. – 768 с.
91. Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB / Р. Гонсалес, Р. Вудс, С. Эддинс. – М.: Техносфера, 2006. – 616 с.
92. Васюков, В.Н. Новые подходы к решению задач обработки и распознавания изображений / В.Н. Васюков, И.С. Грузман, М.А. Райфельд, А.А. Спектор // Научно-технические ведомости СПбГПУ. – 2002. – Т. 3. – № 3. – С. 44 – 51.
93. Вапник, В.Н. Теория распознавания образов (статистические проблемы обучения) / В.Н. Вапник, А.Я. Червоненкис. – М.: Наука, 1974. – 416 с.

94. Ту, Дж. Принципы распознавания образов / Дж. Ту, Р. Гонсалес. – М.: Мир, 1978. – 413 с.
95. Клементс, Д. Цифровая черно-белая фотография. Практическое руководство. / Д. Клементс. – М.: Ниола 21-й век, 2005. – 144 с.
96. Хеджкоу, Джон. Искусство цветной фотографии / Джон Хеджкоу. – М.: Планета, 1981. – 244 с.
97. Борн, М. Основы оптики / М. Борн, Э. Вольф. – 2-е изд., исправленное. – М.: Наука, 1973. – 720 с.
98. ГОСТ 7601–78 Физическая оптика. Термины, буквенные обозначения и определения основных величин. Издания. Межгосударственный стандарт.– М.: Издательство стандартов, 1978. – 18 с.
99. ГОСТ 8.417–2002 Государственная система обеспечения единства измерений. Единицы величин. Издания. Межгосударственный стандарт. – М.: Издательство стандартов, 2003. – 32 с.
100. Носов, Ю.Р. Основы физики приборов с зарядовой связью / Ю.Р. Носов, В.А. Шилин. – М.: Наука, 1986. – 318 с.
101. Секен, К. Приборы с переносом заряда / К. Секен, М. Томпсет. – М.: Мир, 1978. – 327 с.
102. Белов, В. Свет на память. Как видит КМОП / В. Белов // «Foto & video». – 2005. – № 3. – С. 72 –75.
103. Патрик, Э. Основы теории распознавания образов / Э. Патрик; под. ред. Б.Р. Левина. – М.: Сов. радио, 1980. – 408 с.
104. Дуда, Р. Распознавание образов и анализ сцен / Р. Дуда, П. Харт. – М.: Мир, 1976. – 511 с.
105. Фурман, А.Я. Цифровые методы обработки и распознавания бинарных изображений / Я.А. Фурман, А.Н. Юрьев, В.В. Яншин. – Красноярск: Изд-во Красноярского университета, 1992. – 248 с.
106. Кралинов, К.Е. Распознавание разметки дорожного движения для контроля следования автомобиля в полосе / К.Е. Кралинов, В.В. Фертиков // Научный электронный журнал «Меридиан». – 2021.– № 5(58). – С. 201 – 203.

107. ГОСТ Р 52399–2005 Геометрические элементы автомобильных дорог. Издания. Национальный стандарт Российской Федерации. Геометрические элементы автомобильных дорог. – М.: Стандартинформ, 2006. – 9 с.

108. ГОСТ 33987–2016 Транспортные средства колёсные. Массы и размеры. Технические требования и методы определения. Издания. Межгосударственный стандарт. – М.: Стандартинформ, 2017. – 24 с.

109. Калистратов Д.С., Особенности беспроводной передачи цифровых изображений по радиоканалу со встроенным видеокодеком / Д.С. Калистратов, А.Г. Самойлов // Проектирование и технология электронных средств. – 2026. – № 1. – С. 25 – 31.

110. Калистратов Д.С., Учёт фактора гидрометеоров в математических моделях радиоканалов передачи цифровых изображений / Д.С. Калистратов, А.Г. Самойлов // Проектирование и технология электронных средств. – 2025. – № 4. – С. 39 – 44.

111. Калистратов Д.С., Особенности определения отношения сигнал-шум в системах радиосвязи с цифровой модуляцией сигнала по методу комплексной огибающей / Д.С. Калистратов, Д.Г. Митрофанов // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия «Естественные и технические науки». – 2025. – № 8. – С. 58 – 63.

112. Калистратов Д.С., Методы определения отношения сигнал-шум в системах радиосвязи / Д.С. Калистратов, Д.Г. Митрофанов // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. – 2025. – № 13. – С. 1 – 9. DOI: 10.26102/2310-6018/2025.50.3.023.

113. Калистратов, Д.С. Перспективные системы мониторинга автотранспортных потоков мегаполисов / Д.С. Калистратов // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия «Естественные и технические науки». – 2019. – № 12. – С. 62 – 65.

114. Калистратов, Д.С. Необходимые и достаточные условия экстремума функционала в задачах компрессии цифровых видеоизображений, решаемых методами классического вариационного исчисления / Д.С. Калистратов // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия «Естественные и технические науки». – 2019. – № 3. – С. 74 – 79.

115. Калистратов, Д.С. Об устойчивости экстремалей целевого функционала в вариационных задачах компрессии цифровых видеоизображений / Д.С. Калистратов // Перспективы науки. – 2019. – № 6. – С. 10 – 14.

116. Калистратов, Д.С. Метод компрессии цифровых статических видеоизображений / Д.С. Калистратов // Вестник компьютерных и информационных технологий. – 2019. – № 6. – С. 10 – 15.

117. Калистратов, Д.С. Проблемы кодирования и передачи квазистационарных аэровидеоизображений в информационно-измерительных системах видеомониторинга состояния автотранспортных потоков / Е.И. Минаков, Д.С. Калистратов, А.П. Киселёв // Т-Comm. Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – № 6. – С. 48 – 51.

118. Калистратов, Д.С. Режимы формирования кадровых прогнозов в компенсаторах движения видеообъектов / Е.И. Минаков, Д.С. Калистратов // Известия ТулГУ. Технические науки. – 2012. – № 11. – С. 188 – 193.

119. Калистратов, Д.С. Метод формирования бинарной кадровой маски движения / Е.И. Минаков, Д.С. Калистратов // Цифровая обработка сигналов. – 2013. – № 1. – С. 34 – 37.

120. Калистратов, Д.С. Метод ускоренной геометрической стабилизации изображений видеосигнала нестационарного источника аэровидеосъёмки / И.Е. Агуреев, Е.И. Минаков, Д.С. Калистратов // Известия ТулГУ. Технические науки. – 2014. – № 11. – С. 238 – 244.

121. Калистратов, Д.С. Методика геометрической реконструкции проекции асфальтового покрытия в задачах статистического анализа и компрессии аэровидеоизображений транспортных потоков / И.Е. Агуреев, Е.И. Минаков, Д.С. Калистратов, А. П. Киселёв, Н.А. Фролов // Известия ТулГУ. Технические науки. – 2017. – № 3. – С. 200 – 205.

122. Калистратов, Д.С. Методы геометрической реконструкции пространственной стереовидеоповерхности / Е.И. Минаков, Д.С. Калистратов // Вестник компьютерных и информационных технологий. – 2014. – № 11. – С. 25 – 27.

123. Калистратов, Д.С. Применение гибридных аналогово-цифровых систем для повышения эффективности телевизионных изображений / Е.И. Минаков, Д.С. Калистратов // Изв. вузов. Электроника. – 2015. – № 1. – С. 100 – 102.

124. Калистратов, Д.С. Метод геометрической стабилизации квазистационарных аэровидеоизображений в информационно-измерительных системах видеомониторинга / Е.И. Минаков, Д.С. Калистратов // Вестник компьютерных и информационных технологий. – 2016. – № 4. – С. 46 – 49.

125. Калистратов, Д.С. Применение векторных полей для анализа и прогнозирования движения в цифровых динамических видеоизображениях / Е.И. Минаков, Д.С. Калистратов // Изв. вузов. Электроника. – 2017. – Т. 22. – № 5. – С. 494 – 498.

126. Калистратов, Д.С. Модель электронно-измерительной системы видеомониторинга состояния транспортных потоков на основе компрессии и передачи панорамных аэровидеоизображений / В.А. Бархоткин, Е.И. Минаков, Д.С. Калистратов // Наноиндустрия. 2016. – № 5. – С. 189 – 193.

127. Калистратов, Д.С. Особенности статистической обработки и компрессии аэровидеоизображений в электронно-измерительных системах мониторинга состояния транспортных потоков / Е.И. Минаков, Д.С. Калистратов, А.П. Киселев // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия «Естественные и технические науки». – 2018. – № 11. – С. 84 – 87.

128. Калистратов, Д.С. Видеокодирование. Способы компенсации движения в цифровых динамических видеоизображениях: монография / Д.С. Калистратов. – Новосибирск: Издательство ЦРНС, 2014. – 96 с.

129. Калистратов, Д.С. Видеокодирование. Оптимизация методов компрессии статических видеоизображений: монография / Д.С. Калистратов, Е.И. Минаков, В.А. Бархоткин, – Тула: Издательство ТулГУ, 2016. – 104 с.

130. Калистратов, Д.С. Статистический анализ и компрессия цифровых аэровидеоизображений транспортных потоков: монография / Д.С. Калистратов, Е.И. Минаков, В.А. Бархоткин, А.П. Киселёв, – Тула: Издательство ТулГУ, 2016. – 121 с.

131. Калистратов, Д.С. Модель видеокodeка для микропроцессоров отечественного производства: монография / Д.С. Калистратов, Е.И. Минаков, В.А. Бархоткин, А.П. Киселев – Тула: Издательство ТулГУ, 2018. – 104 с.

132. Калистратов Д.С., Минаков Е.И., Киселев А.П., Способ оценки отношения сигнал-шум на входе приёмного устройства для радиосигнала с цифровой амплитудной модуляцией // Патент России на изобретение № 2695953. 2019. Бюл. № 22 -2019.

133. Калистратов Д.С., Минаков Е.И., Способ беспроводной передачи цифровых панорамных аэровидеоизображений// Патент России на изобретение № 2707139. 2019. Бюл. № 33 -2019.

134. Калистратов Д.С. Минаков Е.И., Способ кодирования – декодирования цифровых видеоизображений // Патент России на изобретение № 2616176. 2017. Бюл. № 11 -2017.

135. Калистратов Д.С. Минаков Е.И., Способ кодирования – декодирования цифровых статических видеоизображений // Патент России на изобретение № 2616178. 2017. Бюл. № 11 -2017.

136. Минаков Е.И., Калистратов Д.С., Способ компенсации движения в цифровых динамических видеоизображениях // Патент России на изобретение № 2552139. 2015. Бюл. № 16 -2015.

137. Минаков Е.И., Калистратов Д.С., Способ компенсации движения в цифровых динамических стереовидеоизображениях // Патент России на изобретение № 2550544. 2015. Бюл. № 13 -2015.

138. Калистратов Д.С. Эмулятор распространения радиосигнала с цифровой модуляцией / Д.С. Калистратов, Е.И. Минаков // Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2019611310, РОСПАТЕНТ, 24.01.2019.

139. Калистратов Д.С. Видеокодек / Д.С. Калистратов, Е.И. Минаков // Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2014616903, РОСПАТЕНТ, 08.09.2014.

140. Калистратов Д.С. Анализатор автотранспортных потоков по цифровым панорамным аэровидеоизображениям / Д.С. Калистратов, Е.И. Минаков, А.П. Киселев // Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2018664907, РОСПАТЕНТ, 26.11.2018.

141. Калистратов, Д.С. Особенности оценки и измерений отношения сигнал-шум в задачах беспроводной передачи видеоизображений с цифровой амплитудной модуляцией радиосигнала / Д.С. Калистратов, Е.И. Минаков, // Моделирование и анализ сложных технических и технологических систем: сборник статей Международной научно-практической конференции. – Магнитогорск: Издательство Аэтерна, 2018. – С. 41 – 44.

142. Калистратов, Д.С. О распознавании асфальтовой проекции в задачах статистического анализа и компрессии аэровидеоизображений транспортных потоков / Д.С. Калистратов, А.П. Киселев // Теоретические и практические проблемы развития современной науки: сборник материалов XI Международной научно-практической конференции. – Махачкала: Издательство ООО «Апробация», 2016. – С. 24 – 26.

143. Калистратов, Д.С. Сочетание методов геометрической стабилизации и компрессии аэровидеоизображений транспортных потоков / Д.С. Калистратов, А.П. Киселёв // Теоретические и практические проблемы развития современной науки: сборник материалов XI Международной научно-практической конференции. – Махачкала: Издательство ООО «Апробация», 2016. – С. 23 – 24.

144. Калистратов, Д.С. Перспективы использования многомерных функций для оценки качества работы современных видеокодеков / Д.С. Калистратов // Перспективы развития информационных технологий: сборник статей материалов XVIII Международной научно-практической конференции под общ. ред. С.С. Чернова. – Новосибирск: Издательство ЦРНС, 2014. – С. 29 – 31.

145. Калистратов, Д.С. Способы компенсации движения в цифровых динамических видеоизображениях / Д.С. Калистратов // Перспективы развития информационных технологий: сборник статей материалов XVIII Международной научно-практической конференции под общ. ред. С.С. Чернова. – Новосибирск: Издательство ЦРНС, 2014. – С. 31 – 36.

146. Калистратов, Д.С. Методы формирования бинарной кадровой маски движения / Д.С. Калистратов // Микроэлектроника и информатика: тезисы докладов 20-й Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов. – Москва: Издательство МИЭТ. – 2013. – С. 188.

147. Kalistratov D. (2019) Wireless Video Monitoring of the Megacities Transport Infrastructure. *Civil Engineering Journal*, vol. 5, no 5, pp. 1033–1040. DOI: 10.28991/cej-2019-03091309.

148. Kalistratov D. (2019) Image Compression as a Variation Calculus Task. *Journal of Communications*, vol. 15, no. 1, pp. 95-100, January 2020. DOI: 10.12720/jcm.15.1.95-100.

149. Barhotkin V.A., Minakov E.I., Kalistratov D.S., Kochetkov M.P. (2017) Methods of artificial intelligence in the tasks of information and measuring analysis and digital processing of quasistationary aerovideoimages. *Conference Proceedings – 2016 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering, APEDE 2016 (Saratov, Russia, September 22-23, 2016)*, v.2, pp. 305 – 311, DOI: 10.1109/APEDE.2016.7879017.

150. Barhotkin V.A., Minakov E.I., Kalistratov D.S., Kochetkov M.P. (2017) Methods of digital filtering in the tasks of information and measuring analysis and compression of panoramic videoimages of road traffic. *Conference Proceedings – 2016 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering, APEDE 2016 (Saratov, Russia, September 22-23, 2016)*, v.2, pp. 311 – 316, DOI: 10.1109/APEDE.2016.7879018.

151. Lee D., Park Y. (2013) Real-time Traffic Flow Prediction with Big Data. *International Journal of Computer Science and Network Security*, vol. 13, no 5, pp. 40–47.
152. Ghaemi R., Moghimi, M. (2017) Smart Cities and Intelligent Transport Systems. *International Journal of Smart and Nano Materials*, vol. 8, no 2, pp. 116–126.
153. Pande A., Wolshon B., *Traffic Engineering Handbook*, 7-th edition; Wiley & Sons, 2016.
154. Ce Zhu, Yuenan Li, *Advanced Video Communications over Wireless Networks*; CRC Press, 2017.
155. Hanzo L., Cherriman P., Streit J., *Video Compression and Communications*; Wiley & Sons, 2007.
156. Robert W. Heath Jr., *Introduction to Wireless Digital Communication*; Prentice Hall, 2017.
157. ARRL Inc. “The ARRL Handbook for Radio Communications; Volume 2: Practical Design & Principles PART 1”, ARRL, the National Association for Amateur Radio, 2018.
158. ARRL Inc. “The ARRL Handbook for Radio Communications. The Comprehensive RF Engineering Reference”, ARRL, the National Association for Amateur Radio, 2017.
159. Salomon D., *Data Compression. The complete Reference*. Springer, 2004.
160. Beach A., Owen A., *Video Compression Handbook*; Peachpit Press, 2018.
161. Rindler F., *Calculus of Variations*; Springer, 2018.
162. Bahram Javidi, *Image Recognition and Classification. Algorithms, Systems, and Applications*; Marcel Dekker, 2002.
163. Frank Y. Shih, *Image Processing and Pattern Recognition. Fundamentals and Techniques*; Wiley & Sons, 2010.
164. Himanshi Singh, *Practical Machine Learning and Image Processing: For Facial Recognition, Object Detection, and Pattern Recognition Using Python*, 2019.

165. Schwarzlander, H., Probability Concepts and Theory For Engineers; Wiley & Sons, 2011.
166. Billingsley P., Probability and Measure. Third Edition; Wiley & Sons, 1995.
167. John A. Rice, Mathematical Statistics and Data Analysis. Second Edition; Duxbury Press, 1995.

Приложение 1. Акты внедрения результатов исследования

Начальник Управления ГИБДД

УИВД России по Тульской области



Есаков М.В.

03.05. 2017 г.

ТЕХНИЧЕСКИЙ АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы кандидата технических наук, докторанта Калистратова Д.С. на тему «Методы цифровой обработки и компрессии видеоизображений в фотограмметрических информационно-измерительных системах», представленной на соискание ученой степени доктора технических наук, а также результатов научных исследований аспиранта Фролова Н.А.

В период с 15.01.2016 г. по 31.03.2017 г. на кафедре «Радиоэлектроника» и кафедре «Автомобили и автомобильное хозяйство» ФГБОУ ВО Тульский государственный университет докторантом Калистратовым Д.С. и аспирантом Фроловым Н.А. проводились исследования по разработке методики статистического анализа и компрессии панорамных цифровых аэровидеоизображений потоков автотранспортных средств, а также определялись статистические параметры движения этих потоков.

В рамках исследования Калистратовым Д.С. совместно с его научным консультантом, доктором технических наук, профессором кафедры «Радиоэлектроника» Минаковым Е.И. и сотрудником кафедры «Радиоэлектроника» Киселевым А.П. была разработана перспективная методика статистического анализа и компрессии панорамных аэровидеоизображений потоков автотранспортных средств. В частности, были разработаны следующие методы: метод геометрической стабилизации квазистационарных аэровидеоизображений, метод распознавания дорожной проекции, метод формирования маски проекции автотрассы, а также метод статистического анализа транспортного потока. Кроме того, Калистратовым

Д.С., совместно с Минаковым Е.И. и Киселевым А.П., была написана программа «Анализатор», работающая на базе предложенной методики.

На основе указанного программного средства аспирантом Фроловым Н.А. совместно с его научным руководителем, доктором технических наук, заведующим кафедрой «Автомобили и автомобильное хозяйство» Агуреевым И.Е., были выявлены закономерности транспортных потоков, которые могут быть использованы при переходе от анализа к управлению (регулированию) движением автотранспортных потоков с целью снижения негативного влияния автотранспортных заторов. В частности, подробный анализ усредненных характеристик транспортного потока, таких как скорости транспортных средств и расстояние до впереди идущего автомобиля, позволяют в дальнейшем осуществлять прогнозирование дорожно-транспортной ситуации и вносить на данных основаниях изменения в средства автоматизированного дорожного регулирования и управления. Получение подобным образом характеристик транспортного потока позволяет быстро и эффективно осуществлять математическое моделирование участка дорожной сети и получать в дальнейшем качественную оценку изменений дорожной ситуации без фактического внесения изменений.

Разработанная в ходе исследований методика статистического анализа и компрессии панорамных аэровидеоизображений потоков автотранспортных средств, программное средство на её основе, а также выявленные статистические закономерности были внедрены в Управлении ГИБДД УМВД России по Тульской области для файлового сбора статистических сведений и их анализа применительно к различным участкам автотрасс.

Данный акт не накладывает дополнительных финансовых обязательств на Управление ГИБДД УМВД России по Тульской области.

Представитель организации:

**Заместитель начальника отдела надзора
УГИБДД УМВД России по Тульской области**



Рубан А. П.

(подпись)

(печать)

дата: 03.05.2012 г.



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2707139

**Способ беспроводной передачи цифровых панорамных
аэровидеоизображений**

Патентообладатели: *Калистратов Дмитрий Сергеевич (RU),
Минаков Евгений Иванович (RU)*

Авторы: *Калистратов Дмитрий Сергеевич (RU),
Минаков Евгений Иванович (RU)*

Заявка № 2018138536

Приоритет изобретения 31 октября 2018 г.

Дата государственной регистрации в
Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 22 ноября 2019 г.

Срок действия исключительного права
на изобретение истекает 31 октября 2038 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2616176

**Способ кодирования-декодирования цифровых
видеоизображений**

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования "Тульский
государственный университет" (ТулГУ) (RU)*

Авторы: *Калистратов Дмитрий Сергеевич (RU),
Минаков Евгений Иванович (RU)*

Заявка № 2016111518

Приоритет изобретения 28 марта 2016 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 12 апреля 2017 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 28 марта 2036 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Илизов Г.П. Илизов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2616178

**Способ кодирования-декодирования цифровых статических
видеонизображений**

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования "Тульский
государственный университет" (ТулГУ) (RU)*

Авторы: *Калистратов Дмитрий Сергеевич (RU),
Минаков Евгений Иванович (RU)*

Заявка № 2016111581

Приоритет изобретения 28 марта 2016 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 12 апреля 2017 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 28 марта 2036 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2552139

**СПОСОБ КОМПЕНСАЦИИ ДВИЖЕНИЯ В ЦИФРОВЫХ
ДИНАМИЧЕСКИХ ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯХ**

Патентообладатель(ли): *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Тульский государственный университет" (ТулГУ) (RU)*

Автор(ы): *см. на обороте*

Заявка № 2013155777

Приоритет изобретения 16 декабря 2013 г.

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации 29 апреля 2015 г.

Срок действия патента истекает 16 декабря 2033 г.

*Врио руководителя Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Л.Л. Кирий



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2550544

**СПОСОБ КОМПЕНСАЦИИ ДВИЖЕНИЯ В ЦИФРОВЫХ
ДИНАМИЧЕСКИХ СТЕРЕОВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯХ**

Патентообладатель(и): *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Тульский государственный университет" (ТулГУ) (RU)*

Автор(ы): *см. на обороте*

Заявка № 2013155875

Приоритет изобретения 16 декабря 2013 г.

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации 10 апреля 2015 г.

Срок действия патента истекает 16 декабря 2033 г.

Врио руководителя Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019611310

**Эмулятор распространения радиосигнала с цифровой
модуляцией**

Правообладатели: *Калистратов Дмитрий Сергеевич (RU), Минаков
Евгений Иванович (RU)*

Авторы: *Калистратов Дмитрий Сергеевич (RU),
Минаков Евгений Иванович (RU)*

Заявка № **2018662404**

Дата поступления **06 ноября 2018 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **24 января 2019 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

 *Г.П. Излиев*



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2014619056

Видеокодек

Правообладатель: *федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Тульский государственный университет» (RU)*

Авторы: *Калистратов Дмитрий Сергеевич (RU),
Минаков Евгений Иванович (RU)*

Заявка № 2014616903

Дата поступления 16 июля 2014 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 08 сентября 2014 г.



Врио руководителя Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2018664907

**Анализатор автотранспортных потоков по цифровым
панорамным аэровидеоизображениям**

Правообладатели: *Калистратов Дмитрий Сергеевич (RU), Минаков
Евгений Иванович (RU), Киселев Алексей Петрович (RU)*

Авторы: *Калистратов Дмитрий Сергеевич (RU), Минаков Евгений
Иванович (RU), Киселев Алексей Петрович (RU)*

Заявка № **2018662511**

Дата поступления **07 ноября 2018 г.**

Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ **26 ноября 2018 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

 *Г.П. Исхов*

