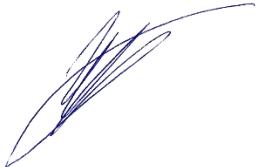


Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Уфимский университет науки и технологий»

На правах рукописи



Иванов Владислав Викторович

**КООРДИНИРОВАННАЯ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА
СИГНАЛОВ ДЛЯ ЭФФЕКТИВНОГО КОДИРОВАНИЯ СООБЩЕНИЙ
МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ С ОДНОТИПНЫМИ КАНАЛАМИ**

Специальность 2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
Кузнецов Игорь Васильевич

Уфа, 2025

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1 Анализ методов эффективного кодирования для автономных беспроводных систем связи с однотипными каналами	15
1.1 Определение и классификация эффективного кодирования	15
1.1.1 Классификация методов повышения эффективности систем связи	16
1.1.2 Классификация методов эффективного кодирования	18
1.1.3 Дифференциальная обработка сигналов в эффективном кодировании однотипных сигналов.....	24
1.1.4 Сценарии применения дифференциальной обработки сигналов с целью повышения эффективности систем связи и методы их оценки.....	27
1.2 Области применения предиктивного кодирования с однотипными нестационарными сигналами в условиях параметрической неопределенности.	34
1.2.1 Области применения предиктивного кодирования	34
1.2.2 Нестационарность первичных однотипных сигналов в сенсорных системах.....	37
1.2.3 Решение задач анализа и синтеза систем многоканальной связи в условиях неопределенности их математических моделей.....	39
1.2.4 Применение дифференциальной обработки сигналов для многоканальных систем связи	42
1.3 Постановка задачи исследования.....	44
1.4 Выводы по первой главе	47
2 Разработка алгоритмов синтеза и анализа передающей части системы координированного дифференциального преобразователя.....	49
2.1 Модель координированного дифференциального преобразования и постановка задачи синтеза ее передающей части	50
2.2 Алгоритм синтеза и анализа передающей части дифференциального преобразователя	53
2.3 Алгоритм синтеза передающей части дифференциального преобразователя с амплитудным ограничением сигналов ее динамической части.....	61
2.4 Алгоритм оценки статической точности передающей части линейного дифференциального преобразователя	69

2.5 Выводы по второй главе	73
3 Разработка приемной части координированного дифференциального преобразователя в условиях параметрической неопределенности.....	74
3.1 «Детерминированная» модель приемной части координированного дифференциального преобразователя в условиях параметрической неопределенности	74
3.2 Беспоисковая самонастраивающаяся приемная часть координированного дифференциального преобразователя	81
3.3 Построение поисковой самонастраивающейся приемной части координированного дифференциального преобразователя на основе алгоритмов многомерной оптимизации	85
3.4 Оптимальный прием сигналов для координированного дифференциального преобразователя в условиях параметрической неопределенности	90
3.5 Выводы по третьей главе	98
4 Применение и оценка эффективности координированного дифференциального преобразования в системах Интернета Вещей.....	100
4.1 Структура экспериментальной автономной беспроводной системы Интернета Вещей	100
4.2 Реализация координированного дифференциального преобразования в экспериментальной системе мониторинга Интернета Вещей	103
4.3 Оценка эффективности сжатия низкоскоростных сенсорных данных	110
4.4 Оценка эффективности сжатия высокоскоростных сенсорных данных покадровой передачи видеопотока в системах компьютерного зрения	119
4.5 Выводы по четвертой главе	127
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	129
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ	131
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	133
Приложение А. Акты о внедрении научных результатов.....	147
Приложение Б. Патенты на полезную модель	149
Приложение В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ	151
Приложение Г. Код для координированной обработки данных	152

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. В современных условиях развития телекоммуникационных технологий наблюдается рост объема беспроводной передачи данных. Экспоненциальное увеличение количества беспроводных устройств, обусловленное развитием концепции «Интернет вещей» и цифровизацией различных сфер деятельности, создает существенную нагрузку на инфраструктуру связи. Данная тенденция приводит к значительному повышению требований к пропускной способности сетей и быстродействию обработки сигналов. В рамках сказанного, особую актуальность приобретает проблема энергопотребления, которая становится критическим фактором в контексте масштабирования автономных беспроводных сетей.

Для решения указанной проблемы разрабатываются и применяются различные энергосберегающие методы, направленные на оптимизацию энергопотребления различным уровнем взаимодействия систем связи:

1. сетевые методы маршрутизации и управления трафиком для минимизации временных задержек и энергозатрат на коммутацию;
2. системные методы оптимизации архитектуры и топологии сетей связи;
3. физические энергосберегающие методы модуляции, технологии мультиплексирования и управления спектром передачи данных;
4. методы снижения абсолютной и относительной скоростей передачи данных с помощью кодирования источника сообщений.

С практической точки зрения большой интерес представляют методы снижения скорости передачи данных на основе кодирования сообщений. Эти методы позволяют снизить энергопотребление с сохранением существующей инфраструктуры или ее минимальными изменениями, так как многие ее подзадачи решаются на программном (виртуальном) уровне. Среди множества методов кодирования можно выделить дифференциальные (предиктивные) методы. Эти методы занимают значительное место в современных инфокоммуникационных

системах и обладают минимальными временными задержками на обработку сигналов.

Однако существующие дифференциальные методы не в полной мере соответствуют требованиям, предъявляемым к автономным многоканальным инфокоммуникационным системам, в частности, к устройствам «Интернета вещей», так как они обрабатывают сообщения с массивов датчиков, зачастую – в режиме реального времени, где требуются минимальные задержки на их обработку. Существующие методы, предназначенные для одноканальных систем связи, не полной мере удовлетворяют требованиям по быстродействию и энергоэффективности, особенно в условиях нестационарности параметров сигналов.

В условиях нестационарных процессов, характеризующихся, в частности, параметрической неопределенностью, становится особенно очевидной необходимость совершенствования систем эффективного кодирования. Традиционные методы модуляции и кодирования оказываются плохо приспособленными к таким изменениям, что приводит к снижению эффективности систем связи и увеличению их энергопотребления.

С учетом перечисленного, можно сформировать **научную задачу**, заключающуюся в необходимости повышения эффективности автономных инфокоммуникационных систем путем разработки новых алгоритмов эффективного кодирования.

Степень разработанности темы. В ходе диссертационного исследования для решения поставленных задач были использованы труды отечественных и зарубежных учёных. Существенный вклад в развитие идей данного направления исследований внесли отечественные учёные, рассмотревшие общие вопросы построения беспроводных сетей: Тихонов В.И., Сосулин Ю.Г., Шахнович И.В., Гольденберг Л.М., Цейтлин Я.М., Кловский Д.Д., Котельников В.А., Финк Л.М. Колмогоров А.Н. и др. Среди зарубежных учёных можно выделить фундаментальные труды по теории информации и кодирования Шеннона К., Винера Н., Вернера М., Галлагера Р., Калмана Р.Э., Чапин Катлера К. Последний

представил дифференциальную импульсно-кодовую модуляцию (ДИКМ). Однако, существующие решения направлены на одноканальные системы или требуют проведения сложных вычислений.

В качестве дальнейшего развития ДИКМ можно рассматривать использование координированного дифференциального преобразователя (КДП), в которых сжатие динамического диапазона происходит не только на основе автокорреляционных характеристик канального сигнала, но и на основе корреляции между каналами многоканальной системы. Основное отличие КДП заключается в использовании единственного координированного предсказателя во всех каналах многоканальной системы, что снижает вычислительную сложность за счет исключения решения оптимизационной задачи. Кроме того, структура КДП предлагает перспективы для модернизации путём интеграции методов адаптации к динамике характеристик входных сигналов в режиме реального времени, что позволяет оптимизировать производительность системы в условиях параметрической неопределённости и приблизиться к решению проблемы энергосбережения.

Таким образом, задача повышения эффективности кодирования источника в автономных многоканальных системах передачи на основе метода координированного предсказания сигналов является актуальной как с научной, так и с практической точки зрения.

Объект исследования. Системы передачи данных автономных многоканальных систем связи.

Предмет исследования. Процессы преобразования сигналов в координированных дифференциальных преобразователях, обеспечивающих снижение скорости передачи множественной информации.

Цель работы. Повышение эффективности кодирования сообщений в автономных инфокоммуникационных системах на основе координированной дифференциальной обработки однотипных первичных сигналов.

Задачи исследования:

1. Разработать структурную схему координированного дифференциального преобразователя с однотипными подсистемами и голономными межканальными связями, функционирующими в условиях параметрической неопределенности.

2. Разработать алгоритмы синтеза и анализа передающей части координированного дифференциального преобразователя в условиях параметрической неопределенности.

3. Разработать алгоритмы синтеза приемной части координированного дифференциального преобразователя и его элементов в условиях параметрической неопределенности.

4. Разработать варианты построения координированного дифференциального преобразователя для применения в устройствах «Интернета вещей» и исследовать их эффективность.

Научная новизна работы:

1. Разработана структурная схема приемо-передающего тракта многоканальной инфокоммуникационной системы предиктивного эффективного кодирования сообщений, основанная на рассмотрении как многосвязной системы с голономными межканальными связями и отличающаяся применением координированной дифференциальной обработки сигналов однотипных каналов, позволяющая снизить динамический диапазон первичных сигналов и вычислительную сложность их обработки с сохранением требуемого качества связи.

2. Разработан алгоритм синтеза передающей части координированного дифференциального преобразователя, отличающийся применением частотного метода для определения его параметров, сложность которого не зависит от порядка дифференциального уравнения фильтров предсказателя, и позволяющий учитывать изменяющиеся во времени свойства обрабатываемых сообщений.

3. Разработан метод построения беспоисковой самонастраивающейся приемной части координированного дифференциального преобразователя, основанный на рассмотрении как активной системы адаптации первого уровня,

позволяющий на основе принимаемых разностных сигналов определить требуемые для корректного восстановления информации параметры схемы приемника и исключить необходимость передачи дополнительной служебной информации в канале управления.

4. Разработан алгоритм построения поисковой (активной) приемной части координированного дифференциального преобразователя *на основе* многомерной оптимизации с использованием метода градиентного спуска, *позволяющий* адаптировать шаг дискретизации экстраполатора приемника в некогерентном режиме.

Теоретическая и практическая значимость заключается в том, что предложены новые структурные решения построения передающей и приемной частей системы КДП в условиях параметрической неопределенности, а также разработаны алгоритмы их синтеза и анализа. Разработанный алгоритм позволяет синтезировать координированные кодеки для автономных систем многоканальной связи. С практической точки зрения использование КДП позволяет уменьшить количество передаваемых информационных бит без потери качества связи. Также разработанный алгоритм может лежать в основе управления квазистационарными процессами обработки сигналов в адаптивных кодирующих устройствах.

Методология и методы исследования. Результаты работы получены на основе теории электрической связи, теории случайных процессов, теории функций комплексной переменной, теории автоматического управления и системного анализа. Использованы методы математического моделирования с использованием программных пакетов языка программирования Python.

Положения, выносимые на защиту:

1. Структурная схема координированного дифференциального преобразователя с однотипными каналами и голономными межканальными связями, функционирующими в условиях параметрической неопределенности.

2. Алгоритмы синтеза и анализа передающей части координированного дифференциального преобразователя в условиях параметрической неопределенности.

3. Алгоритмы синтеза приемной части координированного дифференциального преобразователя и его элементов в условиях параметрической неопределенности.

4. Варианты построения координированного дифференциального преобразователя для применения в устройствах «Интернета вещей» и результаты экспериментальной оценки их эффективности.

Обоснованность и достоверность результатов диссертации основана на использовании известных теоретических положений; корректности используемых математических моделей и их адекватности реальным физическим процессам.

Апробация полученных результатов. Основные теоретические и практические результаты, полученные автором, докладывались и обсуждались на 7 международных и всероссийских научно-технических конференциях:

1. XVI Всероссийская молодежная научная конференция “МАВЛЮТОВСКИЕ ЧТЕНИЯ”, Уфа, 2022;

2. Международная Урало-Сибирская конференция по биомедицинской инженерии, радиоэлектронике и информационным технологиям, Екатеринбург, 2022;

3. XXIV Международная научно-техническая конференция “Проблемы техники и технологии телекоммуникаций”, Уфа, 2022;

4. XIX Международный форум-конкурс студентов и молодых ученых “АКТУАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ НЕДРОПОЛЬЗОВАНИЯ”, Санкт-Петербург, 2023;

5. IX Международная конференция “ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И НАНОТЕХНОЛОГИИ”, Самара, 2023;

6. X Международная заочная научно-техническая конференция «Информационные технологии. Радиоэлектроника. Телекоммуникации (ITRT-2023)», Поволжский государственный университет сервиса, Тольятти, 2023;

7. Международная Урало-Сибирская конференция по биомедицинской инженерии, радиоэлектронике и информационным технологиям, Екатеринбург, 2023.

Публикации. По материалам диссертации опубликовано 13 научных работ, в том числе 2 статьи в рецензируемых научных журналах из перечня ВАК, 2 в научных изданиях, входящих в базы цитирования Web of Science и Scopus (Q2 и Q3), 9 работ в сборниках трудов и материалах конференций (из которых 3 труда входят в базу цитирования Scopus). Получены 3 результата интеллектуальной деятельности: 2 патента на полезную модель и 1 свидетельство о регистрации программы для ЭВМ.

Соответствие паспорту специальности. Результаты диссертационной работы соответствуют следующим пунктам паспорта научной специальности 2.2.15. «Системы, сети и устройства телекоммуникаций»: п. 3. Исследование процессов представления, передачи, хранения и отображения аналоговой, цифровой, видео-, аудио-, голографической и мультимедиа информации; разработка и совершенствование соответствующих алгоритмов и процедур; п. 8. Исследование проблем построения, планирования и проектирования высокоплотных и сверх плотных сетей для обеспечения реализации приложений Интернета Вещей и разработка систем и устройств телекоммуникаций для этих сетей.

Личный вклад. Все основные результаты – структурные решения (схемы), математические модели и алгоритмы, представленные в работе, разработаны автором лично в процессе научной деятельности. Проработка цели и задач, способов их решения и вариантов представления результатов осуществлены автором самостоятельно.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы и 4 приложений. Общий объем составляет 153 стр., основной текст 127 стр., в том числе рисунков – 27, таблиц – 4, список литературы из 125 наименований на 14 стр.

Во введении обосновывается актуальность темы исследования, формулируются цель работы и решаемые задачи, научная новизна и практическая ценность выносимых на защиту результатов.

В первой главе проведён анализ методов эффективного кодирования в контексте стремительного увеличения объёма передаваемой информации и распространения устройств Интернета вещей (IoT). Определены и систематизированы ключевые показатели и метрики, позволяющие оценить эффективность систем связи, а также представлена классификация методов, направленных на повышение эффективности с точки зрения частотного ресурса и энергопотребления.

В ходе анализа методов было выявлено, что оптимизация алгоритмов и архитектуры устройств и сетей Интернета вещей обладает значительным потенциалом для повышения энергоэффективности, обеспечивая до 75% общего сокращения энергопотребления. В связи с этим возникает необходимость в разработке и внедрении новых подходов к оцифровке данных, применяемых в многоканальных системах связи.

Также были исследованы дополнительные аспекты, ограничивающие синтез энергоэффективных систем связи, связанные с нестационарными процессами и параметрической неопределённостью. Это подчёркивает необходимость разработки надёжных систем, обеспечивающих стабильность и производительность в условиях неопределённости параметров.

Одним из методов реализации энергоэффективного кодирования в цифровых системах связи является дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (ДИКМ), а также её модификации, обладающие потенциалом для модернизации с целью повышения энергоэффективности в многоканальных системах связи. Вариант координированной ДИКМ использует обобщённые сигналы, представляющие собой суперпозицию разностных сигналов, в качестве основы для предсказания. Такой подход позволяет снизить скорость передачи данных без потери объёма передаваемой информации, а также уменьшить вычислительные затраты, связанные с обработкой данных при передаче. Приведены сценарии применения дифференциальной обработки сигналов с целью повышения эффективности систем связи и методы их оценки.

На основании вышесказанного были сформулированы задачи исследования.

Во второй главе предложен алгоритмы синтеза и анализа передающей части системы координированного дифференциального преобразователя (КДП).

Разработана новая структура КДП, которая отличается внедрением в предсказатель координирующей межканальной матрицы, отражающей линейную корреляцию между входными сигналами. Это упрощает процесс синтеза КДП, исключая решение оптимизационной задачи в условиях нестационарности сигналов, и позволяет снизить скорость передачи данных. Приведен пример решения задачи синтеза КДП. Сформулирована и решена задача синтеза КДП, основанный на модифицированном методе анализа устойчивости однотипных систем. Данное решение позволяет оценить и интервальной матрицы корреляционных связей на стабильность КДП. Также были определены условия, при которых возможно построение инвариантных КДП с идентичной динамической составляющей и голономными связями при неограниченном росте коэффициента координирующей матрицы. Поставлена и решена задача синтеза нелинейного КДП, который включает в себя ограничение амплитуды сигналов на выходе динамической составляющей предсказателя с целью предотвращения явления перерегулирования и возникновения автоколебаний. Приведен пример синтеза трехканального КДП-кодера с ограничение амплитуды сигналов. Кроме того, разработан алгоритм для анализа статической точности КДП с голономными связями, который позволяет исследовать величину ошибки предсказания в зависимости от корреляции между каналами входных сигналов.

В третьей главе предложен алгоритм синтеза приёмной части системы КДП в условиях параметрической неопределённости, обусловленной нестационарностью входных сигналов. Проведён анализ недостатков «детерминированной» модели приёмной части КДП-кодера, которая, несмотря на простоту и надёжность, обладает низкой точностью воспроизведения исходных сигналов из-за разброса параметров передающей части системы. Для решения данной проблемы предложена концепция самонастраивающегося приёмника КДП, который способен извлекать необходимые данные о параметрах передающей части из принимаемых сигналов и априорных знаний о структурах передатчика и

приёмника. Данный подход позволяет повысить точность восстановления исходных сигналов без организации дополнительных служебных каналов передачи.

Приведен пример упрощенной 2-канальной системы КДП с беспоисковым самонастраивающимся приемником. При этом вводятся важные допущения: стационарность динамической части предсказателя, когерентность функционирования передающей и приемной частей, а также идеальность канала связи. Эти допущения позволяют сосредоточиться на ключевых аспектах адаптации приемника к параметрической неопределенности. Приведен алгоритм построения поисковой приемной части координированного дифференциального преобразователя, позволяющий адаптировать шаг дискретизации экстраполатора приемника в некогерентном режиме. Кроме того, рассматриваются перспективы применения современных средств и алгоритмов помехоустойчивой обработки сигналов, которые могут приблизить реальные условия функционирования системы к идеальным, принятым в теоретической модели.

Приведённый пример системы КДП демонстрирует возможность реализации процесса восстановления информации о коэффициентах межканальной корреляции исходных сигналов в условиях параметрической неопределенности без необходимости использования дополнительных служебных каналов.

В четвертой главе представлены результаты экспериментального исследования применения КДП в системах Интернета вещей.

Описан эксперимент по оценке эффективности сжатия низкоскоростных сенсорных и высокоскоростных мультимедийных данных с использованием КДП, а также процесс реализации КДП в системах Интернета вещей. Эксперимент включал сбор данных с датчиков освещенности и температуры, их обработку и анализ результатов. Экспериментальное исследование показало высокую эффективность предложенного метода: для низкоскоростных сигналов достигнуты коэффициенты сжатия от 2 до 64 раз при изменении коэффициента прямой передачи от 2 до 200. Качество восстановление, зависящее от степени межканальной корреляции, при этом было соизмеримо с существующими

аналогами, а задержка на обработку сигналов КДП составила порядка сотен микросекунд (против сотен миллисекунд у аналогов). Энергоэффективность по метрики бит/Джоуль системы повысилась на 33%. Кроме того, была выявлена высокая чувствительность КДП к уровню корреляции между каналами и автокорреляции сигналов. При обработке данных, характеризующиеся более высокой степенью межканальной корреляции, достигается более высокое качество восстановления исходной информации при том же коэффициенте сжатия по сравнению с данными, которые имеют менее выраженную взаимную корреляцию.

Также был предложен алгоритм сжатия изображений на основе предварительной кластеризации, который позволяет повысить эффективность работы КДП в условиях высокой корреляции между каналами цветности изображений и высокой пространственной частоты изображений. Применение КДП для сжатия изображений позволило добиться десятикратного уменьшения объёма данных без заметных потерь в качестве. В результате было получено значение нормы Минковского, превосходящее аналогичные показатели, достижимые при использовании алгоритм JPEG с той же степенью компрессии.

В заключении изложены основные результаты диссертационной работы.

1 Анализ методов эффективного кодирования для автономных беспроводных систем связи с однотипными каналами

1.1 Определение и классификация эффективного кодирования

В последние годы наблюдается значительный рост объёма информации, генерируемой по всему миру, что наиболее ярко проявляется в увеличении объёма беспроводной передачи данных [1]. Существенное влияние на данный процесс обусловлено стремительным развитием систем(как пользовательских, так и промышленных) Интернета вещей (англ. Internet of Things, IoT) [2]. Возрастающая нагрузка на современные системы связи, особенно в сфере беспроводной передачи данных, требует обеспечения высокой пропускной способности при минимальной задержке [3]. Без пересмотра подходов к работе этих систем, неизбежным следствием станет увеличение затрат на энергопотребление и возникновение дефицита частотного ресурса.

В данном контексте современных систем связи, где наблюдается стремительный рост энергопотребления и исчерпание частотного ресурса, разработка подходов, направленных на повышение эффективности использования доступных ресурсов, становится актуальной задачей. Эффективность использования ресурсов определяется тем, насколько успешно доступные ресурсы применяются для передачи данных [4]. Важными показателями эффективности беспроводных систем связи, отражающими эффективность использования ресурсов сети на фоне экспоненциального роста передаваемой в системах связи информации, являются требуемая пропускная способность, отражающая фактическую скорость передачи данных по сети и измеряемой в битах в секунду (бит/с), и энергоэффективность, оценивающая по метрике битах на джоуль (бит/джоуль) объём данных, переданных на единицу потребляемой энергии. Эти показатели особенно важны в условиях экспоненциального роста объёма передаваемой информации [5-6].

1.1.1 Классификация методов повышения эффективности систем связи

Подходы к повышению эффективности систем связи, представленные на рисунке 1.1.1.1, могут быть классифицированы в зависимости от уровня их реализации [7-8]:

- Сетевой уровень;
- Системный уровень (или уровень протокола);
- Уровень радиоинтерфейса (канала);
- Уровень кодирования.

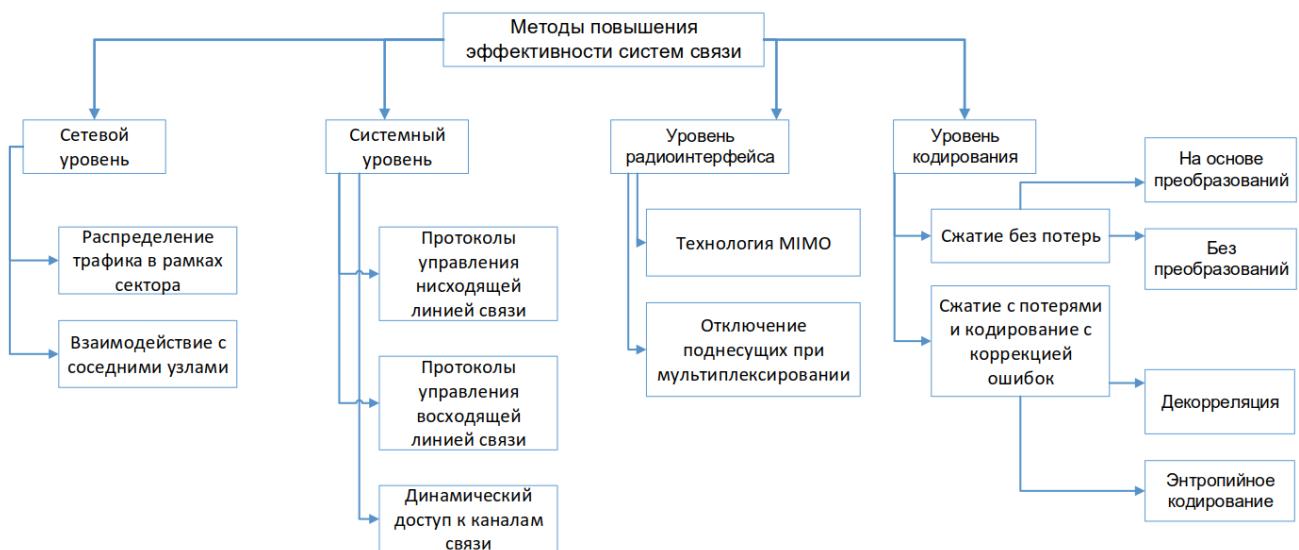


Рисунок 1.1.1.1 – Методы повышения эффективности в системах связи

Методы повышения эффективности работы на сетевом уровне могут быть проиллюстрированы через распределение трафика в мобильных сетях в пределах сектора [9] или взаимодействие с соседними узлами в беспроводной сенсорной сети, что способствует повышению общей эффективности сети за счёт оптимизации потока данных и снижения общей нагрузки на сеть [10-11]. Системный уровень включает в себя протоколы управления нисходящей линией связи [12], динамического доступа к каналу связи [13] и управления восходящей линией связи [14], которые обеспечивают гибкость в управлении ресурсами, адаптацию к изменяющимся условиям сети и минимизацию задержек. Примерами методов уровня радиоинтерфейса являются оптимизация технологии MIMO (англ. multiple-input and multiple-output) и отключение поднесущих при

мультиплексировании с ортогональным разделением частот, которые способствуют увеличению пропускной способности беспроводной связи при обеспечении адаптивности стратегий передачи данных в зависимости от текущих условий в канале [15-16].

Уровень кодирования связан с разнообразными методами помехоустойчивого кодирования с минимальным дополнительным энергопотреблением [17–22] и сжатия изображений (как с потерями, так и без них) [23-24]. Стремительный прогресс в области мультимедийных и визуальных технологий IoT [25-26], а также растущее использование микроспутников и беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) для дистанционного зондирования Земли [27–29] подчёркивают необходимость в усовершенствованных технологиях сжатия изображений. Эти методы кодирования позволяют повысить эффективность передачи данных за счёт уменьшения объёма информации, подлежащей отправке, при сохранении приемлемого уровня качества.

Исследования демонстрируют, что оптимизация алгоритмов и архитектур устройств и сетей IoT оказывает значительное влияние на снижение энергопотребления, достигая впечатляющих результатов в экономии энергии, достигающих 75%, что делает разработку и внедрение подобных методов перспективным направлением [30]. В свою очередь, методы, применяемые на уровне кодирования, могут способствовать повышению энергоэффективности систем связи без необходимости внесения значительных изменений в их архитектуру.

Одним из методов повышения эффективности систем связи с помощью кодирования является снижение канальной (системной) скорости передачи данных без существенного искажения передаваемой информации. Это, в свою очередь, влияет на полосу пропускания, необходимую для передачи данных в соответствии с теоремой Шеннона о пропускной способности канала [31]. Кроме того, снижение требований к полосе пропускания канала открывает возможность использования схем модуляции более низкого порядка, что также требует меньшей полосы пропускания канала по сравнению с использованием схем модуляции более

высокого порядка [32]. Более того, снижение системной скорости передачи данных позволяет использовать более простые схемы модуляции, потребляющие меньше энергии в процессе эксплуатации, а также сокращает потребность в повторных передачах при увеличении длительности символов и уменьшении количества ошибок. Это позволяет избежать необходимости задействования дополнительных ресурсов пропускной способности и энергии для повторной передачи сообщения [33].

Одним из ключевых аспектов, определяющих величину канальной скорости передачи данных в цифровой системе, является эффективное кодирование, или кодирование источника, в рамках которого осуществляются процессы оцифровывания и сжатия исходной информации [34]. Концепция эффективного кодирования подразумевает эффективное описание исходной информации с целью удаления статистической избыточности, что достигается путём компактного описания сигнала в соответствии с заданными критериями точности. Снижение избыточности информации позволяет методам кодирования источника уменьшить системную скорость передачи данных. Таким образом, внедрение новых решений на этапе эффективного кодирования может привести к сокращению требуемых ресурсов системы. [35].

1.1.2 Классификация методов эффективного кодирования

Классификация подходов реализации эффективного кодирования в цифровых системах связи представлена на рисунке 2 [36].

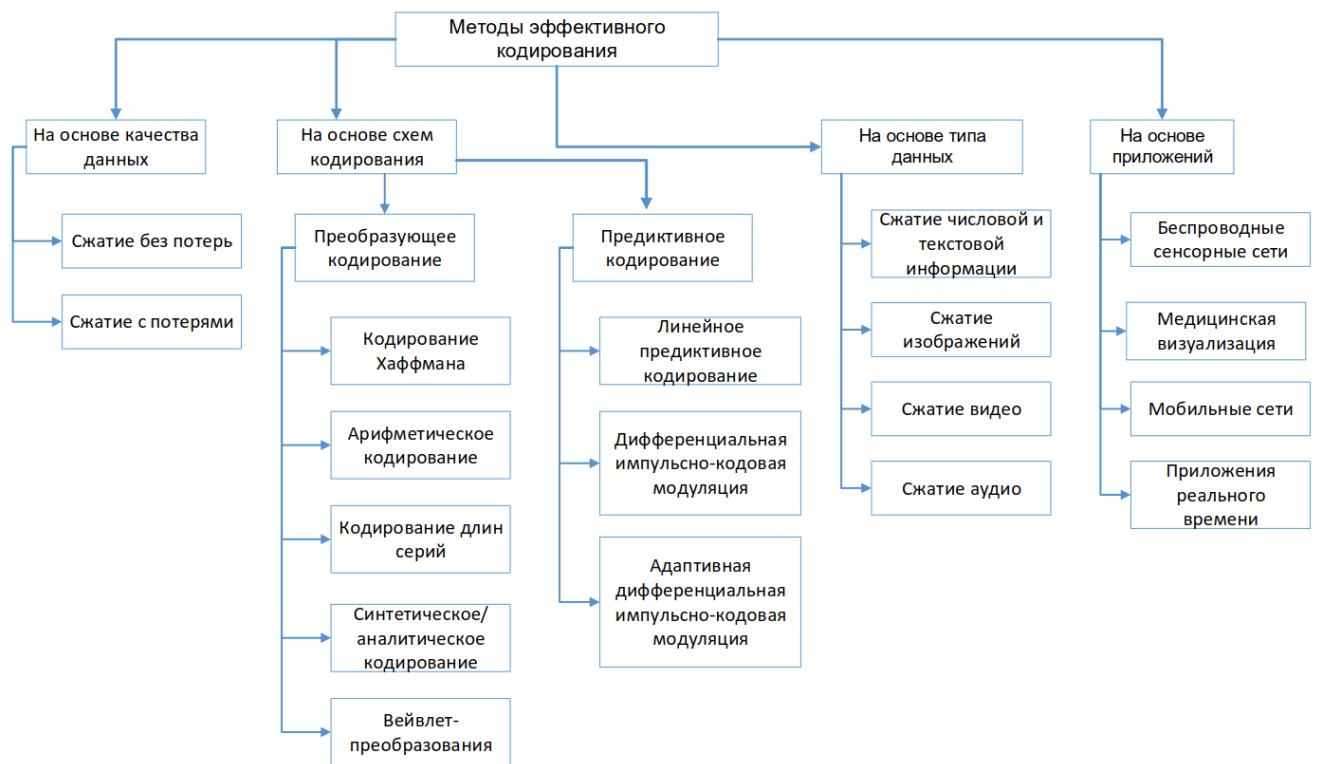


Рисунок 1.1.2.1 – Классификация методов эффективного кодирования

Основная классификация эффективного кодирования может быть представлена в виде систематизации всего спектра методов кодирования на основе следующих категорий:

- 1) Сжатие без потерь – представляет собой процесс кодирования, при котором исходные данные могут быть полностью восстановлены из сжатых данных без утраты информации. Этот метод имеет критическое значение в приложениях, где сохранность данных является приоритетом, таких как текстовые документы, изображения и аудиофайлы с высокими требованиями к качеству. В эффективном кодировании без потерь используются различные методы, включая кодирование Хаффмана, кодирование длины серии и алгоритмы Лемпеля-Зива-Велча. Эти методы успешно уменьшают размер данных, устранивая избыточность и сохраняя точную исходную информацию, что делает их незаменимыми для надёжной передачи и хранения данных. Однако применение подхода сжатия без потерь имеет ограничения, поскольку, согласно теореме Шеннона о кодировании источника, энтропия источника представляет собой теоретический предел сжатия без потерь [31]. Таким образом, необходимость преодоления фундаментального

предела сжатия информации приводит к необходимости использования методов сжатия с потерями.

1) Сжатие с потерями – представляет собой процесс уменьшения объёма данных путём удаления из них менее значимой информации при сохранении приемлемого уровня качества. В отличие от методов сжатия без потерь, которые сохраняют все данные, сжатие с потерями позволяет достичь более высоких коэффициентов сжатия за счёт удаления незначительных или избыточных данных. Этот подход находит применение в приложениях, где не требуется высокая точность, например, при передаче мультимедийного контента, такого как изображения, аудио и видео, а также в системах интернета вещей, где не предъявляются высокие требования к качеству и энергоэффективности. Методы сжатия с потерями включают в себя кодирование преобразования (например, JPEG для изображений), кодирование поддиапазонов и векторное квантование, которые позволяют сбалансировать эффективность сжатия с приемлемым уровнем снижения качества в зависимости от конкретного приложения.

Классификация, основанная на схемах кодирования, отражает многообразие подходов к реализации эффективного кодирования и подразделяется на две основные категории: преобразующее и предиктивное кодирование. Преобразующее кодирование, в свою очередь, представлено рядом методов:

1. Кодирование Хаффмана – представляет собой разновидность оптимального префиксного кодирования, который широко применяемого в алгоритмах сжатия данных без потерь. Суть метода заключается в назначении кодам переменной длины, зависящей от частоты появления входных символов. В результате формируется таблица кодов переменной длины, предназначенная для кодирования исходного символа. Эта таблица однозначно декодируется и состоит из дерева Хаффмана. Кодирование Хаффмана продолжает оставаться востребованным благодаря своей относительной простоте реализации, малой величине задержки и отсутствию патентных ограничений. Однако метод предназначен исключительно для кодирования отдельных символов, что может стать существенным ограничением для определённых задач, связанных с

кодированием последовательностей или шаблонов символов. Кроме того, эффективность кодирования Хаффмана наиболее высока при условии, что распределение вероятностей символов заранее известно и остаётся относительно стабильным. Это приводит к определённым трудностям при решении задач, связанных с обеспечением связи в режиме реального времени, где распределение вероятности символов может динамично изменяться, что делает статический код Хаффмана неэффективным.

2. Арифметическое кодирование – представляет собой метод кодирования, предназначенный для генерации кодов переменной длины. Оно превосходит кодирование по методу Хаффмана и находит своё применение в ситуациях, когда источник данных содержит небольшие алфавиты с переменными вероятностями. Преимущество арифметического кодирования перед методом Хаффмана заключается в возможности разделения функций моделирования и кодирования в процессе сжатия данных. При использовании арифметического кодирования часто встречающиеся символы кодируются меньшим количеством бит, чем редко встречающиеся. Однако реализация алгоритма арифметического кодирования является более сложной по сравнению с кодированием по методу Хаффмана. Кроме того, арифметическое кодирование характеризуется низкой устойчивостью к ошибкам, поскольку возникновение ошибки в одном бите может привести к искажению всего декодированного сообщения.

3. Кодирование длин серий – представляет собой метод, который особенно эффективен в ситуациях, когда исходные данные характеризуются высокой степенью повторяемости определённых шаблонов. В этом случае, когда во входной последовательности обнаруживается шаблон, он кодируется с указанием его индекса в словаре. Если же шаблон отсутствует в словаре, то входная последовательность подвергается кодированию с использованием альтернативных подходов. Шаблоны можно разделить на две категории: часто встречающиеся и редко встречающиеся. Однако этот метод не всегда оказывается эффективным для сигналов, которые не соответствуют сформированному словарю, или в случаях, когда характеристики сигнала подвержены временным изменениям.

4. Синтетическое/аналитическое кодирование – представляют собой подходы, которые включают в себя создание искусственных данных, имитирующих статистические характеристики и закономерности реальных данных (синтетические компоненты), а также использование аналитических методов для эффективного сжатия и кодирования информации (аналитические компоненты). Синтетическое кодирование подразумевает создание искусственных данных, которые точно воспроизводят свойства исходных данных, но не содержат фактической индивидуальной информации. Аналитическое кодирование, в свою очередь, включает в себя процесс анализа структуры и содержимого данных с целью выявления закономерностей и избыточности, которая может быть использована для эффективного сжатия. Однако реализация этих подходов требует использования более сложных алгоритмов и значительных вычислительных ресурсов по сравнению с традиционными методами. Это может привести к увеличению стоимости и времени, необходимых для разработки и обслуживания системы.

5. Вейвлет-преобразования – представляют собой подходы, которые часто применяются в задачах сжатия изображений. Они обеспечивают представление масштаба времени, что позволяет проводить эффективный анализ с использованием нескольких разрешений. Это особенно полезно при сжатии изображений, где различные уровни детализации могут быть эффективно выделены и восстановлены. Однако эти подходы могут быть вычислительно сложными для данных с высоким разрешением или при использовании сложных вейвлетных баз. Это может ограничить их применение в системах реального времени или в системах со строгими ограничениями по мощности [37].

Методы предиктивного кодирования основаны на использовании избыточности данных и позволяют предсказывать будущие выборки на основе уже кодированных [38]. Основная концепция заключается в передаче только значений ошибок предсказания, что обычно требует меньшего количества бит по сравнению с передачей всей последовательности данных. Предиктивное кодирование может быть реализовано с помощью следующих методов:

1. Линейное предиктивное кодирование – представляет собой метод обработки речевых и аудиосигналов. Оно интерпретирует сигнал как линейную комбинацию его предшествующих образцов, стремясь предсказать последующие образцы на основе линейной аппроксимации. Коэффициенты аппроксимации, а также ошибка предсказания, подвергаются кодированию для передачи. Однако этот метод оказывается недостаточно эффективным для сигналов, характеризующихся более низким уровнем автокорреляции, и наиболее приспособлен для обработки речевых сигналов.

2. Дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (ДИКМ) – представляет собой метод, который позволяет устраниить избыточность между последовательными выборками данных путём кодирования разницы между ними [39]. Это позволяет снизить битрейт без существенной потери информации. Квантованная ошибка кодируется с использованием меньшего количества бит по сравнению с кодированием абсолютных значений выборки. Это позволяет использовать уменьшенный динамический диапазон сигнала ошибки. Данный подход расширяет применимость предиктивных методов кодирования для обработки сигналов с высокой временной корреляцией. Кроме того, данный метод легко масштабируется по уровням качества, позволяя регулировать сложность модели прогнозирования и уровни квантования в зависимости от требуемого битрейта. В то же время, применение более сложных алгоритмов прогнозирования может привести к усложнению вычислительных процессов, а также, в случае использования многоканальных систем, включение ДИКМ на каждом канале может нивелировать преимущества в условиях с ограниченными ресурсами или низким энергопотреблением.

3. Адаптивная дифференциальная импульсно-кодовая модуляция – представляет собой подход, который, в отличие от традиционной ДИКМ, включает динамическое регулирование параметров кодирования с целью оптимизации производительности на основе характеристик входного сигнала. Этот подход позволяет динамически регулировать размер шага квантования в зависимости от характеристик сигнала, что обеспечивает более эффективное кодирование как

сигналов с высокой, так и с низкой амплитудой. Это делает его во многих случаях более адаптивным, поскольку он способен сохранять качество сигнала при различных условиях благодаря своей способности адаптироваться к изменяющейся динамике сигнала. Однако эффективность этого подхода во многом зависит от точности механизма прогнозирования. В случае низких значений автокорреляции ошибки прогнозирования могут увеличиться, что приведёт к снижению общей производительности. Кроме того, использование этого подхода в многоканальных системах, как и в случае с ДИКМ, может привести к существенному снижению энергоэффективности системы передачи.

Необходимо подчеркнуть, что относительно степени сжатия большинство методов преобразующего кодирования превосходят методы предиктивного кодирования. Тем не менее, предиктивные методы оказываются более эффективными в ситуациях, где данные демонстрируют высокую временную или пространственную избыточность, а также в условиях, когда требуется обработка в реальном времени и адаптивность к изменяющимся шаблонам данных. Предиктивные методы обеспечивают непрерывную обработку данных с меньшими вычислительными затратами в сравнении с преобразующими методами.

1.1.3 Дифференциальная обработка сигналов в эффективном кодировании однотипных сигналов

Дифференциальная обработка сигналов представляет собой ключевой метод предиктивного кодирования, широко применяемый в системах беспроводной связи. Основная концепция этого метода заключается в уменьшении динамического диапазона исходного сигнала путём передачи разницы между текущим значением сигнала и его предсказанным значением. Дифференциальная обработка сигналов, или работа дифференциального преобразователя, заключается в передаче(обработки) разницы между последовательными выборками сигнала, а не самих абсолютных значений, что подразумевает под собой устранение избыточности. Такой подход устраняет избыточность сигналов, что позволяет более эффективно сжимать их динамический диапазон. Устранение избыточности

приводит к снижению скорости передачи данных без существенной потери информации, что является критическим фактором для повышения эффективности системы связи [40].

Рассматривая сценарии применения с высокой временной и пространственной избыточностью, дифференциальная обработка сигналов, как метод предиктивного кодирования, дает значительные преимущества в повышении эффективности систем связи. Еще одно преимущество дифференциальной обработки сигналов заключается в вычислительной эффективности. В отличие от методов преобразующее кодирования, которые часто требуют сложных математических операций, таких как преобразования Фурье или вейвлет-преобразования, дифференциальное кодирование опирается на простые арифметические операции. Эта простота приводит к меньшим вычислительным затратам, что делает его очень подходящим для систем с ограниченными вычислительными возможностями или там, где требуется повышение энергоэффективности.

Кроме того, при сжатии изображений и видео для приложений реального времени методы дифференциального кодирования, такие как ДИКМ, предпочтительнее преобразующее кодирования, когда важна низкая задержка. Хотя методы преобразующего кодирования, такие как JPEG, обеспечивают высокий коэффициент сжатия и вносят задержки в обработку из-за вычислительной сложности преобразований. Дифференциальные методы, напротив, позволяют сжимать данные с минимальной задержкой, что очень важно для передачи видео в реальном времени в таких приложениях, как видеоконференции или удаленное управление беспилотниками.

Структурная схема формирования сигнала ДИКМ представлена на рисунке 1.1.3.1.

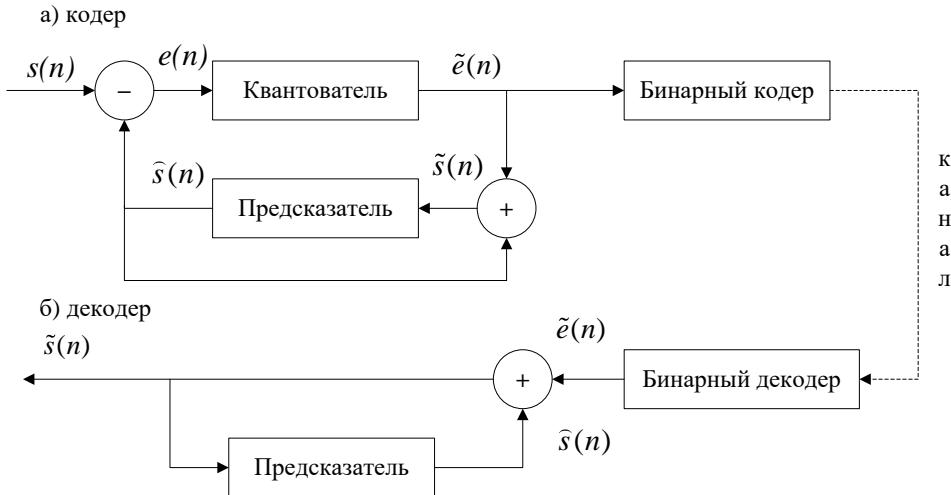


Рисунок 1.1.3.1 – Структурная схема формирования сигнала ДИКМ

Предсказание следующего отсчета формируется на основании предыдущих значений. Для кодера это предсказание можно рассматривать в качестве входных данных при поиске следующего значения отсчета в конкретном временном интервале. Если для предсказания используется избыточность сигнала, область неопределенности сокращается и квантование можно проводить с уменьшенным числом бит для данного уровня квантования или с уменьшенным числом уровней квантования для данного числа бит. Сокращение избыточности реализуется путем вычитания предсказания из следующего значения отсчета, что именуется ошибкой предсказания.

На вход предсказателя подается сумма экстраполированных значений сигналов $\tilde{e}_i(n)$ с выхода квантователя и сумма предсказанных значений соответствующих каналов $s_{pi}(n)$.

$$\tilde{s}_i(n) = \tilde{e}_i(n) + s_{pi}(n) \quad (1.1.3.1)$$

где $\tilde{s}_i(n)$ – суммарный сигнал, подаваемый на вход предсказателя.

$$e_i(n) = \tilde{s}_i(n) - s_i(n) \quad (1.1.3.2)$$

где $\tilde{s}_i(n)$ – сигнал с выхода предсказателя. Уровень разностного сигнала $e(n)$ оказывается ниже уровня исходного сигнала $s(n)$. Таким образом, динамический диапазон сигнала уменьшается.

В декодере реализуется обратный цикл по отношению операций, реализованных в кодере.

$$\tilde{s}_i(n) = \tilde{e}_i(n) + \hat{s}_{pi}(n) \quad (1.1.3.3)$$

В случае, если модель предсказания обеспечивает значения отсчётов, приближённые к реальным значениям для канального сигнала, будет наблюдаться снижение дисперсии по сравнению с исходным сигналом. Поскольку количество битов, необходимое для передачи данных через канал с заданной точностью, зависит от дисперсии сигнала, уменьшенная последовательность канального сигнала может быть передана с меньшей скоростью [41].

Существенным аспектом является то, что при наличии нескольких источников информации, имеющих сходные характеристики и связанных между собой, можно ожидать, что событие, произошедшее в одном из источников, позволяет сделать предположение о событии в другом. С точки зрения теории информации это означает, что неопределённость источников снижается, то есть они обмениваются информацией, которая также может быть избыточной при совместной передаче [42].

В работах [43] показана возможность использования дифференциальной схемы преобразования сигналов для уменьшения их динамического диапазона в многоканальных системах передачи, в том числе – при использовании ортогонального частотного мультиплексирования.

Как отмечалось ранее [44-45], в системах дифференциального преобразования применяется метод экстраполяции сигналов. Чем точнее экстраполированный сигнал соответствует исходному, тем меньше становится динамический диапазон разностного сигнала и тем существеннее снижается мощность передатчика и, как следствие, энергопотребление терминала связи.

1.1.4 Сценарии применения дифференциальной обработки сигналов с целью повышения эффективности систем связи и методы их оценки

Оценка эффективности применения кодирования источника представляет собой значимый аспект в процессе разработки и оптимизации систем связи. Эффективное кодирование обеспечивает оптимальное распределение ресурсов, таких как энергия и пропускная способность канала. Для методов предиктивного

кодирования, при использовании которых квантуется разница между текущим значением сигнала и его предсказанным значением, первостепенным является соотношение динамических диапазонов исходных сигналов и канальных сигналов, что отражает их степень сжатия. Степень сжатия измеряется коэффициентом динамического диапазона. Он показывает, насколько динамический диапазон был уменьшен в результате кодирования.

$$D_k = \frac{D_{\text{orig}}}{D_{\text{compres}}}, \quad (1.1.4.1)$$

где D_{orig} – динамический диапазон исходного сигнала, D_{compres} – динамический диапазон сжатого сигнала или ошибки предсказания сигнала, D_k – коэффициент сжатия сигнала или коэффициент сжатия динамического диапазона.

Сам динамический диапазон может определяться как отношение между наибольшим и наименьшим возможными значениями сигнала, выражаемое в децибелах (дБ):

$$D = 20 \log_{10} \left(\frac{V_{\max}}{V_{\min}} \right), \quad (1.1.4.2)$$

где V_{\max} – максимальное значение сигнала, V_{\min} – минимальное значение сигнала.

В случае уменьшения динамического диапазона сигнала, подлежащего дальнейшей передаче по каналу связи, существует возможность как уменьшения требуемого количества уровней квантования L путём уменьшения глубины квантования n при $L=2^n$, так и изменения шага квантования при сохранении глубины квантования n неизменной. Таким образом, результаты сжатия предиктивного кодирования могут быть использованы для повышения эффективности системы связи в двух основных сценариях:

1. Уменьшение количества уровней квантования (L) путем уменьшения глубины квантования (n) на величину n_{del} , где $L=2^n$;
2. Сохранение L и n при уменьшении шага квантования (Δ)

Каждый сценарий предполагает реализацию различных стратегий эффективного использования ресурсов коммуникационных систем.

При уменьшении динамического диапазона и уменьшенном L , значение Δ остаётся неизменным, поскольку и L , и V_{\max} пропорционально уменьшаются:

$$\Delta' = \frac{V'_{\max} - V_{\min}}{L'} = \Delta. \quad (1.1.4.3)$$

В рамках первого сценария, предполагающего сокращение числа уровней квантования путём уменьшения глубины квантования, шаг квантования остаётся неизменным, что не приводит к изменению значений мощности шума квантования:

$$P_{\text{noise}} = \frac{\Delta^2}{12}. \quad (1.1.4.4)$$

Снижение L приводит к уменьшению требуемого значения отношения сигнал/шум (англ. Signal-to-Noise Ratios, SNR) при сохранении качества передаваемых сигналов, теоретическое значение которого для равномерного квантователя определяется по формуле:

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= 6,02n + 1,76, \\ n' &= n - n_{\text{del}}, \\ \text{SNR}' &= 6,02(n - n_{\text{del}}) + 1,76 = \text{SNR} - 6,02 \cdot n_{\text{del}}. \end{aligned} \quad (1.1.4.5)$$

Данный сценарий предоставляет возможность уменьшить необходимое значение SNR для передачи сигнала без увеличения мощности шума квантования. Это позволяет снизить энергопотребление при передаче данных. Поскольку уменьшается требуемое значение SNR, также снижается эффективное число бит (англ. Effective Number of Bits, ENOB), которое является мерой, используемой для описания динамических характеристик аналого-цифрового преобразователя (АЦП). ENOB указывает разрешение АЦП с учётом шума и искажений и определяется следующей формулой:

$$\text{ENOB} = \frac{\text{SNR}-1,76}{6,02}. \quad (1.1.4.6)$$

При условии уменьшения длины кодового слова на выходе АЦП на величину n_{del} без ухудшения качества канала, можно добиться сокращения времени передачи. Снижение SNR позволяет не только уменьшить задержку, но и снизить мощность передачи в беспроводной системе. Кроме того, уменьшение количества бит на

выборку приводит к снижению энергопотребления, необходимого для обработки и передачи данных. Это имеет решающее значение в приложениях, чувствительных к энергопотреблению [46].

В случае же уменьшения шага квантования при сохранении L уменьшается шум квантования сигнала:

$$\Delta' = \frac{V'_{\max} - V'_{\min}}{L} = k\Delta, \text{ где } 0 < k < 1$$

$$P'_{\text{noise}} = \frac{\Delta'^2}{12} = \frac{(k\Delta)^2}{12} = k^2 P_{\text{noise}}$$
(1.1.4.7)

Следовательно, изменение SNR можно рассчитать следующим образом:

$$\text{SNR}' = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{signal}}}{P'_{\text{noise}}} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{signal}}}{k^2 P_{\text{noise}}} \right) = \text{SNR} + 20 \log_{10} \left(\frac{1}{k} \right).$$
(1.1.4.8)

В данном сценарии наблюдается повышение точности передачи сигнала без изменения его битовой длины, что позволяет сохранить качество сигнала без увеличения требуемой пропускной способности. Снижение шума квантования при сохранении битовой глубины приводит к увеличению эффективного SNR, поскольку мощность шума квантования уменьшается, а мощность сигнала остаётся неизменной. Соотношение между энергией на бит (E_b) и SNR определяется следующей формулой [47]:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{\text{SNR}}{R},$$
(1.1.4.9)

где N_0 – спектральная плотность мощности шума, R – скорость передачи данных.

Уменьшая шум квантования и тем самым увеличивая SNR, системы могут работать с меньшей мощностью передачи, сохраняя ту же скорость передачи данных. Это приводит к значительной экономии энергии, что особенно выгодно для устройств с батарейным питанием и беспроводных сенсорных сетей.

Оба данных сценариев позволяют повысить энергоэффективность систем связи, являющейся одним из ключевых показателей, определяющих эффективность их функционирования. Она отражает, насколько эффективно

система использует энергию для передачи данных, что особенно актуально для автономных беспроводных устройств, функционирующих на ограниченных источниках энергии.

Существуют три взаимодополняющих ключевых показателя эффективности, которые определяют цели и характеризуют улучшения в рамках усилий по оптимизации энергопотребления:

- энергопотребление (англ. energy consumption, EC) — представляет собой количество энергии, используемой для питания инфраструктуры. Согласно определению в стандарте ETSI ES 202 706-1, EC измеряется в джоулях и является интегральной величиной энергопотребления в ваттах, за определенный промежуток времени, в секундах или в час.

- экономия энергии / энергосбережение (англ. energy saving, ES) — представляет собой сокращение потребления энергии при минимальном воздействии на качество обслуживания (англ. quality of service, QoS). Реструктуризация сети может снизить потребление энергии и достичь ES. Например, это может означать замену частей сети на менее энергоемкие, удаление избыточных узлов и многое другое. Это также называется сокращением энергопотребления. Добавление интеллектуальных функций и возможностей динамического управления ресурсами для активации ресурсов (узлов, радиосвязи и вычислений) также может способствовать достижению ES и более оптимальной работе. Измеряется ES в кВт*ч, джоулях или в процентах от EC.

Для расчета показателя энергоэффективности (EE), которая, в общем смысле, относится к показателю того, как прибор или система использует энергию, вычисляется соотношение между полезной производительностью (обслуживанием) и требуемыми затратами энергии. В зависимости от задачи, EE можно описать также как соотношение бит/Джоуль или минимальную мощность на единицу площади. Энергоэффективность можно описать формулой:

$$EE = \frac{\text{Полезная мощность}}{EC(1 - ES)}. \quad (1.1.4.10)$$

Для оценки энергоэффективности используются различные метрики, каждая из которых позволяет оценить систему с разных сторон:

- бит/Джоуль, наиболее часто используемый показатель эффективности, в частности, для оценки одного беспроводного канала связи. Естественно, его использование было расширено для оценки производительности всей сети беспроводного доступа. Обозначим коэффициент полезного действия сети в битах/джоулях, тогда его можно записать следующим образом:

$$\psi = \frac{C_{net}}{P_{net}}, \quad (1.1.4.11)$$

где C_{net} – требуемая скорость передачи информации (бит/с), P_{net} – потребляемая мощность на передачу информации (Вт).

- Вт/км²: другим широко распространенным показателем энергоэффективности является энергопотребление по площади, обозначаемое как:

$$\Omega = \frac{P_{net}}{A}, \quad (1.1.4.12)$$

где P_{net} – потребляемая мощность на передачу информации (Вт), A – размер охватываемой площади.

Отметим, что оптимальная энергоэффективность достигается при максимальном соотношении бит/Джоуль или минимальной мощности на единицу площади, Вт/км².

Оценка эффективности кодирования при сжатии с потерями, включающая в себя множество подходов предиктивного кодирования, требует также тщательного анализа качества восстановления исходного сигнала из сжатой версии. Это особенно актуально при работе с нестационарными сигналами, а также при учёте динамики автокорреляции и межканальной корреляции в методах, основанных на дифференциальной обработке сигналов. Для оценки качества восстановления были использованы следующие метрики:

- Среднеквадратическая ошибка (англ. Mean Square Error, MSE) – статистическая мера, используемая для оценки точности восстановления сигналов путем вычисления среднего квадрата разностей между восстановленными и

фактическими значениями. MSE измеряет качество восстановления путем количественной оценки того, насколько данные значения близки к фактическим. Метрика сильнее штрафует большие отклонения из-за возведения разностей в квадрат, что делает ее чувствительной к выбросам. Расчет MSE осуществляется следующим образом:

$$\text{MSE} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (U_i - \hat{U}_i)^2, \quad (1.1.4.13)$$

где U_i – фактическое значение отсчета; \hat{U}_i – восстановленное значение; n – количество переданных отсчетов.

- Норма Минковского (англ. Minkowski Norm, MN) – является обобщением евклидовой нормы в векторном пространстве. MN обеспечивает способ измерения расстояний в векторном пространстве, обобщая концепцию расстояния за пределы привычного евклидова пространства. MN используется в различных приложениях для определения расстояний или сходства между точками данных. Выбор коэффициента p влияет на чувствительность нормы к различиям в компонентах вектора. Расчет MN осуществляется следующим образом:

$$\|x\|_p = \left(\sum_{i=1}^n |U_i|^p \right)^{1/p}, \quad (1.1.4.14)$$

где коэффициент p может принимать формы: $p = 1$ – манхэттенская норма (или норма L1), $p = 2$ – евклидова норма (или норма L2).

- Среднеквадратическая ошибка (англ. Root Mean Square Error, RMSE) – мера различий между восстановленными и фактическими значениями в наборе данных. RMSE есть стандартное отклонение остатков (ошибок восстановления), указывающее, насколько сконцентрированы данные вокруг линии наилучшего соответствия. Более низкое значение RMSE предполагает лучшее соответствие восстановленных данных исходным, в то время как более высокое значение RMSE указывает на большие расхождения между предсказанными и наблюдаемыми значениями. Расчет RMSE осуществляется следующим образом:

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (U_i - \hat{U}_i)^2}{n}}. \quad (1.1.4.15)$$

Оценка эффективности кодирования систем связи требует комплексного подхода, включающего анализ коэффициентов сжатия информации, энергоэффективности систем связи при работе данных методов кодирования источника, и качества восстановления сигналов из сжатой версии. Использование различных метрик позволяет получить полное представление о работе системы и выявить направления для ее оптимизации.

1.2 Области применения предиктивного кодирования с однотипными нестационарными сигналами в условиях параметрической неопределенности

1.2.1 Области применения предиктивного кодирования

Необходимость внедрения эффективного кодирования во многом обусловлена потребностью в рациональном использовании ресурсов систем связи, что особенно актуально для многоканальных систем. Большинство беспроводных датчиков и исполнительных устройств, являющихся частью систем IoT, формируют множество каналов с множеством источников сигналов в виде датчиков. Такой подход наиболее широко применяется в реализации сенсорных матриц, состоящих из множества датчиков, настроенных на совместную работу для расширения возможностей зондирования пространства [48]. При высокой степени разнесения датчиков в пространстве относительно их собственных размеров они представляют собой распределённые сенсорные сети [49].

Датчики могут представлять собой оцифрованные значения физических процессов, таких как температура, звук или освещение, а также датчики видеонаблюдения в сетях Интернета вещей [50]. Области применения данных систем не ограничиваются лишь сферой мониторинга окружающей среды. Они также включают в себя более специфические области, такие как: сети акустических датчиков, интеллектуальные транспортные системы, сейсморазведка и

обнаружение газов в процессе нефтедобычи [51]. Все эти вариации можно объединить под общим понятием автономных беспроводных систем (АБС) [52].

В различных областях человеческой деятельности наблюдается неуклонный рост распространения и популярности АБС, что обусловлено достижениями в сфере сенсорных технологий, беспроводной связи и обработки данных. Развитие АБС имеет решающее значение для создания умных городов [53] и автоматизации производства в таких областях, как медицина, сельское хозяйство, военная промышленность и мультимедиа [54]. Кроме того, АБС находят своё применение в различных системах и платформах, таких как системы пространственного мониторинга, основанные на использовании групп БПЛА [54] и киберфизические системы [55].

Особое значение имеют АБС с однотипными сенсорными матрицами, которые обеспечивают высокую точность и пространственную информативность исследуемых процессов. Однотипная матрица датчиков представляет собой совокупность множества однотипных датчиков, расположенных в определённом геометрическом порядке и предназначенных для измерения одной и той же физической величины в пространстве. Ключевым свойством таких сенсорных систем является то, что все датчики, входящие в однотипную матрицу, воспринимают один и тот же объект. В связи с этим первичные сигналы, полученные от множества однотипных датчиков, также считаются однотипными относительно их источников. Интеграция данных, поступающих от нескольких однотипных датчиков, представляет собой процесс, направленный на достижение более согласованного и точного восприятия окружающей среды в локальной области пространства. В отличие от использования только одного датчика, такой подход позволяет получить более полное представление о пространственной динамике фиксируемой величины [56-57]. Этот метод основан на использовании дополнительной и избыточной информации, предоставляемой различными датчиками, что способствует повышению эффективности системы с точки зрения точности, надёжности, безотказности и пространственной осведомлённости.

Подобные системы устраняют ограничения традиционных одиночных станций мониторинга, предоставляя пространственные и временные данные высокого разрешения [58]. Также данные многоканальные системы с однотипными первичными сигналами успешно применяются в оценке плотности дорожного движения, демонстрируя свою эффективность в городском экологическом мониторинге [59].

Однако эти множества датчиков, число которых возрастает пропорционально сложности задач опроса, функционируют на основе батарей и аккумуляторов, что делает их энергоэффективность критически значимой для работы данных сетей. С ростом числа подобных устройств проблема энергопотребления и эффективной передачи данных становится всё более актуальной [60], и её решение должно включать в себя как совершенствование батарей и аккумуляторов, так и повышение эффективности беспроводных систем связи, в частности, путём эффективного кодирования.

Оптимизация энергопотребления в системах связи является ключевым аспектом, направленным на эффективное использование энергии для обеспечения требуемой производительности связи при минимальном энергопотреблении [61]. Эта концепция приобретает особую актуальность в контексте многоканальных систем беспроводной связи, включая сенсорные системы Интернета вещей, где энергетические ресурсы часто ограничены [62].

В этом контексте, использование эффективного кодирования становится особенно важным, учитывая избыточность интегрируемых сенсорных данных, характерную для однотипных сигналов. Предиктивное кодирование, демонстрирующее высокую эффективность при сжатии данных с избыточностью, представляется наиболее подходящим методом для достижения этой цели. Кроме того, оно характеризуется меньшей вычислительной сложностью по сравнению с преобразующим кодированием, что делает его перспективным для разработки алгоритмов снижения энергопотребления в многоканальных системах связи с однотипными первичными сигналами. При устраниении избыточности однотипных сигналов и передаче только разницы между каналами одного типа с возможностью

восстановления сжатой информации возможно существенно снизить необходимую скорость передачи данных по каналу, что, в свою очередь, уменьшит требования к пропускной способности и повысит энергоэффективность системы связи.

1.2.2 Нестационарность первичных однотипных сигналов в сенсорных системах

Однако для обеспечения эффективного кодирования необходимо принимать во внимание неравномерность доли избыточности в однотипных сигналах, передаваемых через АБС. Это влияет на степень сжатия информации и, как следствие, на скорость передачи данных по каналу связи. Основной причиной этого явления служит нестационарность передаваемых сигналов, обусловленная изменениями статистических свойств параметров контролируемой среды, которые измеряются датчиками. Эти изменения происходят под воздействием как периодических, так и случайных факторов. К периодическим факторам относятся суточные циклы, сезонные изменения, а также суточная активность абонентов. Случайные факторы включают в себя природные явления и другие случайные события [63–66]. Кроме того, для систем мониторинга явлений низкой частотности, к примеру, сейсмической активности, информационные сигналы нестационарны по определению [67].

В условиях нестационарных процессов автокорреляционная функция претерпевает изменения во времени, что, в свою очередь, приводит к неравномерности эффективности кодирования источника. В процессе функционирования АБС, особенно в условиях параметрической неопределенности, когда параметры, регулирующие процесс, остаются неизвестными или подвержены непредсказуемым изменениям, нестационарные сигналы можно разделить на следующие виды:

1. Трендовые стационарные процессы – представляют собой явления, в которых нестационарность обусловлена детерминированными тенденциями. Примером такого процесса может служить линейное повышение температуры, вызванное изменением климата, что приводит к постепенному увеличению

среднесуточных температур, регистрируемых датчиками на протяжении длительного времени [68].

2. Разностные стационарные процессы – когда процессы становятся стационарными после дифференцирования и демонстрируют поведение случайного блуждания. Примером такого процесса могут служить кумулятивные измерения количества осадков, где количество осадков за каждый день прибавляется к общему количеству, что приводит к нестационарному процессу. Этот процесс можно сделать стационарным путём вычисления суточных различий. [69].

3. Циклостационарные процессы – характеризуются циклическим изменением автокорреляции со временем, при этом паттерны динамики повторяются через определённый период [65].

4. Локально стационарные процессы – представляют собой явления, которые в течение коротких промежутков времени проявляют свойства, приближённые к стационарности, однако их характеристики претерпевают изменения на более длительных временных отрезках. Примером таких процессов могут служить измерения сердечного ритма с помощью носимых датчиков, демонстрирующие вариабельность на различных стадиях сна [70].

5. Резкие перемены и смена тренда процессов – характеризуются внезапными изменениями в статистических свойствах, обусловленными событиями или сбоями. Это может проявляться в виде внезапного повышения показаний датчиков вибрации оборудования, указывающих на механическую неисправность [71].

6. Процесс с параметрами, случайно меняющимися во времени – характеризуются случайным изменением параметров с течением времени. Такие процессы могут быть вызваны воздействием множества факторов или совместным влиянием периодических и непериодических помех [72].

В АБС параметрическая неопределенность создаёт значительные трудности при анализе нестационарных сигналов и разработке эффективных методов кодирования, направленных на повышение эффективности систем связи.

Дополнительную сложность в работу вносит многоканальность систем, поскольку нестационарность сигналов может проявляться по-разному в зависимости от различных условий, распределённых в пространстве, а также от состояния источников сигналов, что обусловлено различиями в калибровке датчиков, их старением или повреждениями. Всё это приводит к возникновению дополнительной неопределённости [73]. Отметим, что современные системы мониторинга IoT используют изображения низкого разрешения в качестве сенсорных данных. Следовательно, в дальнейшем такой тип данных также будет рассмотрен с точки зрения применения в сенсорных системах.

1.2.3 Решение задач анализа и синтеза систем многоканальной связи в условиях неопределённости их математических моделей

Классические подходы к анализу и синтезу систем управления, включая проектирование передающих подсистем многоканальных систем связи, предполагают наличие точной и неизменной математической модели объекта, которая полностью описывает его динамическое поведение. Эти методы составляют основу классической теории управления [74].

Однако современные требования к разработке систем управления акцентируют внимание на ограничениях точности математических моделей. Любая модель представляет собой упрощённое представление реального объекта, которое может не учитывать всех особенностей его поведения. Более того, отдельные параметры объекта могут быть неизвестны на этапе проектирования или изменяться в процессе эксплуатации. Такие ситуации характеризуются неопределённостью математической модели объекта (или неопределённостью объекта). Модель, используемая для построения алгоритмов управления, называется номинальной. При значительных уровнях неопределённости эффективность применения классических методов управления может быть существенно снижена, а в ряде случаев они становятся неприменимыми.

В многоканальных системах связи неопределённость проявляется в нескольких аспектах. Во-первых, это ограниченность информации о состоянии

каналов связи, что может привести к неэффективному распределению ресурсов и снижению общей производительности системы. Во-вторых, динамические изменения параметров системы вследствие воздействия внешней среды или изменения конфигурации оборудования могут вызывать вариации характеристик системы, что негативно сказывается на её надёжности и эффективности функционирования [75-76].

В условиях неопределенности математических моделей объектов управления возникает необходимость применения специализированных методов анализа и синтеза. Подобные методы разрабатываются для учета различных типов неопределенности, которые могут проявляться в описании объекта. Одним из ключевых видов неопределенности является параметрическая неопределенность, при которой значения постоянных параметров модели объекта остаются неизвестными. Параметры, используемые при проектировании алгоритмов управления, называются номинальными, однако в реальных условиях их значения могут существенно отличаться от расчетных [74].

Следует подчеркнуть, что параметры математической модели объекта управления являются системными характеристиками и могут отличаться от реальных физических параметров объекта. Например, если объект описывается через передаточные функции или матрицы, то системными параметрами выступают коэффициенты полиномов числителя и знаменателя этих функций. В случае использования векторно-матричных представлений метода пространства состояний системные параметры включают элементы матриц управления, состояния и выхода. На нижних уровнях управления неопределенность динамических свойств объекта становится особенно заметной: параметры, описывающие динамические операторы объекта, часто имеют значения из заранее заданных интервалов. В таких случаях имеется ввиду интервальная параметрическая неопределенность, а системы управления для таких объектов называют интервальными системами [77].

Основной задачей анализа и синтеза интервальных систем является обеспечение робастной устойчивости и робастного качества, то есть гарантии

выполнения заданных требований для всех допустимых комбинаций параметров объекта из соответствующих интервалов. Одним из традиционных подходов к управлению объектами с интервальной неопределенностью является использование адаптивных методов. Такие методы предполагают реализацию алгоритмов управления в классе нелинейных нестационарных систем, что позволяет компенсировать изменения свойств объекта в процессе работы. Однако адаптивные алгоритмы часто приводят к значительному усложнению системы управления, увеличивая трудности её технической реализации и эксплуатации.

В качестве альтернативы адаптивным методам перспективным направлением считается проектирование систем управления с использованием не перестраиваемых регуляторов, которые обеспечивают стабилизацию или оптимизацию качества управления даже в условиях структурно-параметрических возмущений. Такие регуляторы позволяют сохранить простоту конструкции системы при обеспечении её устойчивости и качества работы.

Несмотря на существование развитых подходов к управлению объектами с неопределенностью, например, на основе современной теории управления, задачи разработки новых методов синтеза и оптимизации систем остаются актуальными. Это особенно важно для объектов с интервальной параметрической или структурно-параметрической неопределенностью[78] .

Одним из перспективных направлений решения данной проблемы является модификация традиционных методов синтеза обычных систем управления для их применения к объектам с интервальной параметрической неопределенностью [79]. Такой подход позволяет сохранить привычную процедуру синтеза, основанную на типовых постановках задач, но при этом расширяет область применения метода на более широкий класс объектов. Это включает как стандартные объекты управления, так и объекты с интервальной неопределенностью.

Применение данного подхода предоставляет возможность более эффективного использования априорной информации об объекте на этапе проектирования системы. Это позволяет снизить уровень исходной неопределенности задачи управления и обоснованно выбрать области

рационального применения как традиционного, так и адаптивного управления. В контексте многоканальных систем связи данный подход может быть реализован через построение адаптивной системы, которая в режиме реального времени корректирует изменяющиеся параметры координирующей части передатчика. Такой метод обеспечивает повышение эффективности распределения ресурсов системы связи даже в условиях значительных изменений внешних условий или характеристик каналов передачи данных.

1.2.4 Применение дифференциальной обработки сигналов для многоканальных систем связи

Вопросы, связанные с многоканальными системами, требуют дополнительных решений для уменьшения не только избыточности между последовательными выборками данных, но и межканальной избыточности с целью повышения эффективности многоканальных систем связи.

Существуют исследования, направленные на устранение межканальной избыточности для речевых сигналов [80], однако до сих пор остается необходимость в разработке подходов эффективного кодирования для многоканальных систем с различными типами сигналов и различными уровнями автокорреляции и межканальной корреляции.

Одним из методов реализации дифференциальной обработки сигналов, учитывающей как автокорреляционную, так и интеркорреляционную избыточность, является применение ДИКМ с модифицированной структурой экстраполатора. Эта структура обеспечивает минимальную погрешность предсказания группового ДИКМ-кодека, отличительной особенностью которого является использование обобщённых сигналов в качестве основы для предсказания. Эти обобщённые сигналы представляют собой суперпозицию разностных (остаточных) сигналов. За счет учета временной и межканальной избыточности этот метод позволяет достичь более высоких степеней сжатия по сравнению с традиционным ДИКМ, учитывающий только автокорреляцию.

Одним из вариантов реализации данных систем является групповой ДИКМ на основе координированного предсказания канальных сигналов, представленный на рисунке 3 [81]. На данной схеме s_i – отсчет входного сигнала в момент t_i , s_{ni} – предсказанное значение s_i . Линейный ИКМ (Q_i) i -го канала осуществляет цифровое преобразование разностного сигнала $e_i(t)$ ($e_i(t) = s_i(t) - s_{ni}(t)$, где $s_{ni}(t)$ - предсказанное значение i -го сигнала). Отличительной особенностью группового ДИКМ является использование координированного предсказателя по отношению ко всем n каналам многоканальной системы. На вход координированного предсказателя подается сумма экстраполированных значений оцифрованных сигналов $\tilde{e}_i(t)$ ($i=1,n$) и сумма предсказанных значений соответствующих каналов $s_{\Pi i}(t)$.

Этот метод использует обобщенные сигналы, являющиеся суперпозицией разностных сигналов, в качестве информационной основы предсказания. Такой подход позволяет снизить скорость передачи данных без потери объема передаваемой информации, а также уменьшить вычислительные затраты, связанные с обработкой данных при передаче. Структурная схема n -канального группового ДИКМ кодека, построенного по схеме анализ-синтез, представлена на рисунке 1.2.4.1 (а – кодера, б – декодера).

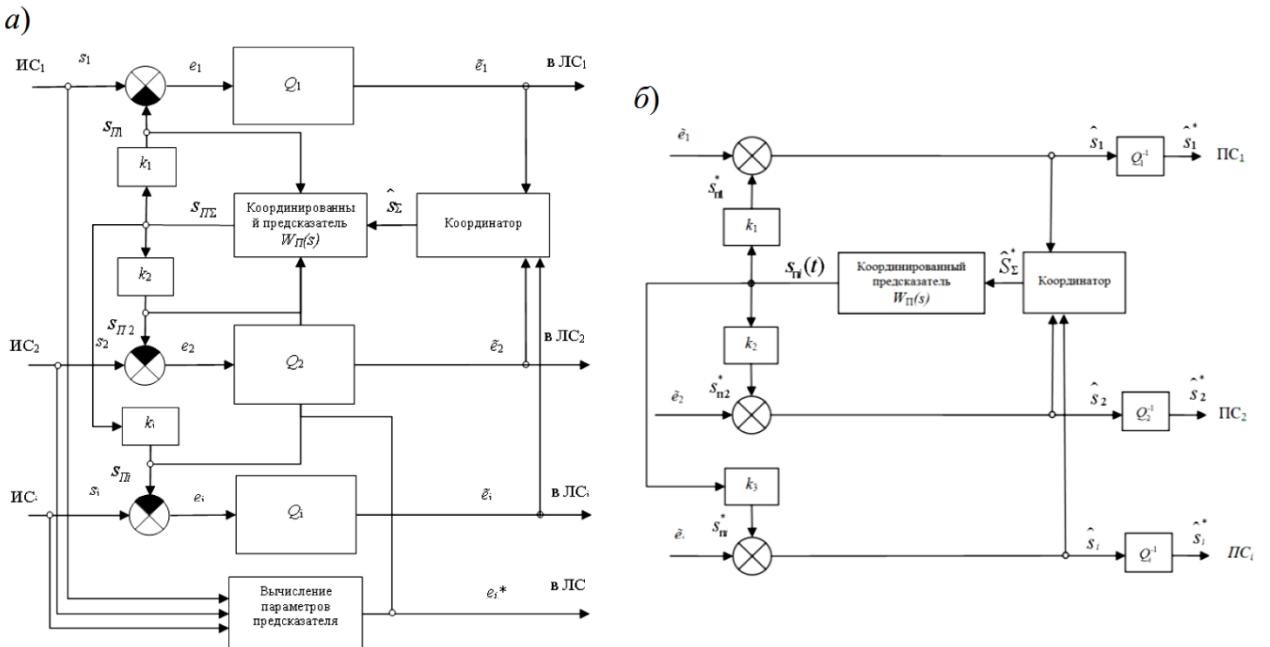


Рисунок 1.2.4.1 – Групповой ДИКМ кодек (а – кодер, б – декодер)

Однако данный метод имеет ряд существенных недостатков. Во-первых, он характеризуется высокой вычислительной сложностью при масштабировании многоканальной системы с увеличением числа каналов, что обусловлено использованием оптимизационных подходов к синтезу передающей и приёмной частей кодека. Вычислительная сложность этих подходов экспоненциально возрастает с увеличением числа однотипных каналов, что является критическим ограничением для применения данного метода в системах АБС. Во-вторых, метод не учитывает нестационарность первичных сигналов, что приводит к снижению точности восстановления декодированных сигналов.

Эти недостатки побуждают к разработке нового алгоритма, который позволит синтезировать координированную дифференциальную обработку сигналов с возможностью масштабирования многоканальной системы связи и учитывающий нестационарность первичных сигналов в условиях параметрической неопределённости.

1.3 Постановка задачи исследования

Из проведенного анализа следует:

1. Эффективное кодирование играет ключевую роль в оптимизации использования ресурсов современных беспроводных систем связи. Оно способствует снижению требований к пропускной способности каналов связи и повышению энергоэффективности, что особенно актуально в условиях роста количества устройств Интернета вещей и, как следствие, увеличения нагрузки на системы беспроводной связи, в частности, сенсорные сети.

2. Дифференциальная обработка сигналов, в частности, ДИКМ, представляет собой эффективный метод предиктивного кодирования для систем с высокой временной и пространственной избыточностью. Этот метод позволяет снизить динамический диапазон исходных сигналов, что, в свою очередь, уменьшает требуемую скорость передачи данных. Это способствует более эффективному использованию ресурсов систем связи.

3. Основными направлениями использования результатов сжатия предиктивного кодирования с целью повышения эффективности системы связи являются:

- уменьшение количества уровней квантования при сохранении шага квантования;
- сохранение количества уровней квантования при уменьшении шага квантования.

Оба подхода способствуют более рациональному использованию энергетического ресурса в системах с однотипными каналами.

4. Автономные беспроводные системы, обеспечивающие высокую точность и пространственную информативность контролируемых процессов за счёт использования избыточной информации от множества однотипных датчиков, становятся всё более востребованными. Увеличение плотности таких сетей, элементы которых обладают ограниченным энергетическим ресурсом, требует для надёжного функционирования значительного объёма потребления энергии. Для повышения энергоэффективности данных систем необходимы решения по разработке алгоритмов эффективного кодирования однотипных сигналов с высоким уровнем избыточности информации для многоканальных систем.

5. Нестационарные сигналы, характеризующиеся изменяющимися во времени статистическими свойствами в условиях параметрической неопределённости математической модели систем многоканальной связи, создают сложности для анализа и синтеза алгоритмов повышения их эффективности, требуя разработки адаптивных и устойчивых методов эффективного кодирования.

6. Групповая ДИКМ, основанная на координированном прогнозировании канальных сигналов, позволяет учесть как автокорреляционную, так и интеркорреляционную избыточность исходных однотипных сигналов, характерных для автономных беспроводных систем. Это обеспечивает более высокую степень сжатия по сравнению с традиционными методами предиктивного кодирования.

7. Существующие методы групповой ДИКМ имеют ограничения, связанные с высокой вычислительной сложностью при увеличении масштаба многоканальной системы при отсутствии учета нестационарности первичных однотипных сигналов.

Таким образом, необходима разработка нового алгоритма синтеза системы координированный преобразователей, который позволит масштабировать многоканальную систему связи и учитывать нестационарность исходных сигналов в условиях неопределённости параметров.

Существенный вклад в развитие идей данного направления исследований внесли отечественные учёные, рассмотревшие общие вопросы построения беспроводных сетей: Тихонов В.И., Сосулин Ю.Г., Шахнович И.В., Гольденберг Л.М., Цейтлин Я.М., Кловский Д.Д., Котельников В.А., Финк Л.М. Колмогоров А.Н. и др. Среди зарубежных учёных можно выделить фундаментальные труды по теории информации и кодирования Шеннона К., Винера Н., Вернера М., Галлагера Р., Калмана Р.Э., Чапин Катлера К. Последний представил дифференциальную импульсно-кодовую модуляцию (ДИКМ). Однако, существующие решения направлены на одноканальные системы или требуют проведения сложных вычислений.

Перспективным направлением развития дифференциальных интегрально-кодирующих модулей (ДИКМ) является внедрение координированных дифференциальных преобразователей (КДП), которые обеспечивают сжатие динамического диапазона не только за счет учета автокорреляционных свойств сигналов отдельных каналов, но и посредством анализа межканальной корреляции в многоканальных системах. Ключевая особенность КДП заключается в использовании единого координированного предсказателя для всех каналов системы. Такой подход позволяет существенно уменьшить вычислительные затраты, так как отпадает необходимость решать оптимизационные задачи для каждого канала в отдельности. Кроме того, структура КДП предлагает перспективы для модернизации путём интеграции методов адаптации к динамике характеристик входных сигналов в режиме реального времени, что позволяет оптимизировать

производительность системы в условиях параметрической неопределенности и приблизиться к решению проблемы энергосбережения.

Таким образом, научная задача повышения эффективности кодирования источника в автономных многоканальных системах передачи на основе метода координированного предсказания сигналов является актуальной как с научной, так и с практической точки зрения.

Следовательно, целью работы является повышение эффективности кодирования сообщений в автономных инфокоммуникационных системах на основе координированной дифференциальной обработки однотипных первичных сигналов.

Для достижения поставленной цели в работе сформулированы и решены следующие задачи:

1. Разработать структурную схему координированных дифференциальных преобразователей с однотипными подсистемами и голономными межканальными связями, функционирующими в условиях параметрической неопределенности.

2. Разработать алгоритмы синтеза и анализа передающей части системы координированных дифференциальных преобразователей в условиях параметрической неопределенности.

3. Разработать алгоритмы синтеза приемной части системы КДП и ее элементов в условиях параметрической неопределенности.

4. Разработать варианты построения координированных дифференциальных преобразователей для применения в устройствах «Интернета вещей» и исследовать их эффективность.

1.4 Выводы по первой главе

1. В первой главе было дано определение эффективного кодирования и рассмотрена его значимость для оптимизации использования ресурсов в современных беспроводных системах связи.

2. Проведена классификация методов повышения эффективности систем связи по уровням реализации: сетевой уровень, системный уровень (уровень протокола), уровень радиоинтерфейса (канала) и уровень кодирования.

3. Проведён анализ методов сжатия данных без потерь и с потерями, а также была дана классификация схем кодирования на основе преобразующих и предиктивных методов. Рассмотрены их преимущества и ограничения в контексте различных типов сигналов.

4. Представлены области применения предиктивного эффективного кодирования с однотипными нестационарными сигналами в условиях параметрической неопределённости.

5. Рассмотрен метод дифференциальной обработки сигнала, а также проводится анализ его эффективности в контексте многоканальных систем связи с однотипными сигналами.

6. Предложены метрики для оценки энергоэффективности систем связи, а также методы анализа качества восстановления сигналов при использовании эффективных методов кодирования, основанных на алгоритмах сжатия с потерями.

7. На основании проведенного анализа сформулированы цель и задачи диссертационной работы.

2 Разработка алгоритмов синтеза и анализа передающей части системы координированного дифференциального преобразователя

В исследованиях [82-83] предлагались подходы к синтезу систем КДП, основанные на применении оптимизационных алгоритмов. Одним из ключевых ограничений таких подходов выступает высокая инженерная сложность разработки универсального предсказателя сигналов, что создает значительные трудности при масштабировании систем для обработки большого числа каналов. Кроме того, предложенные в указанных работах методы синтеза ориентированы исключительно на обработку стационарных сигналов и процессов, что существенно ограничивает возможности их использования в условиях, где требуется учет нестационарности.

Устранить указанные выше ограничения позволяет использование кодека КДП, построенного с применением кодирующей (корреляционной) матрицы, синтезированной на основе требования устойчивости системы без необходимости решения оптимизационной задачи. Такой подход обеспечивает создание ДИКМ-преобразователя, который сочетает в себе свойства энергосбережения, высокую потенциальную скорость обработки и точность. Однако для практического применения данного метода в условиях нестационарных процессов требуется модификация схемы координированной обработки сигналов, которая сможет гарантировать устойчивость и точность дифференциальной обработки передаваемых данных. Таким образом, возникает задача разработки алгоритма синтеза КДП-системы, способной адаптироваться к нестационарным условиям. Целесообразным подходом к решению этой задачи является использование интервальных методов анализа, которые хорошо зарекомендовали себя при проектировании однотипных следящих автоматических систем.

2.1 Модель координированного дифференциального преобразования и постановка задачи синтеза ее передающей части

Структурная схема n -канальной системы предиктивного эффективного кодирования (ПЭК) [84], использующей КДП, с нестационарными сигналами на входе, приведена на рисунке 2.1.1.

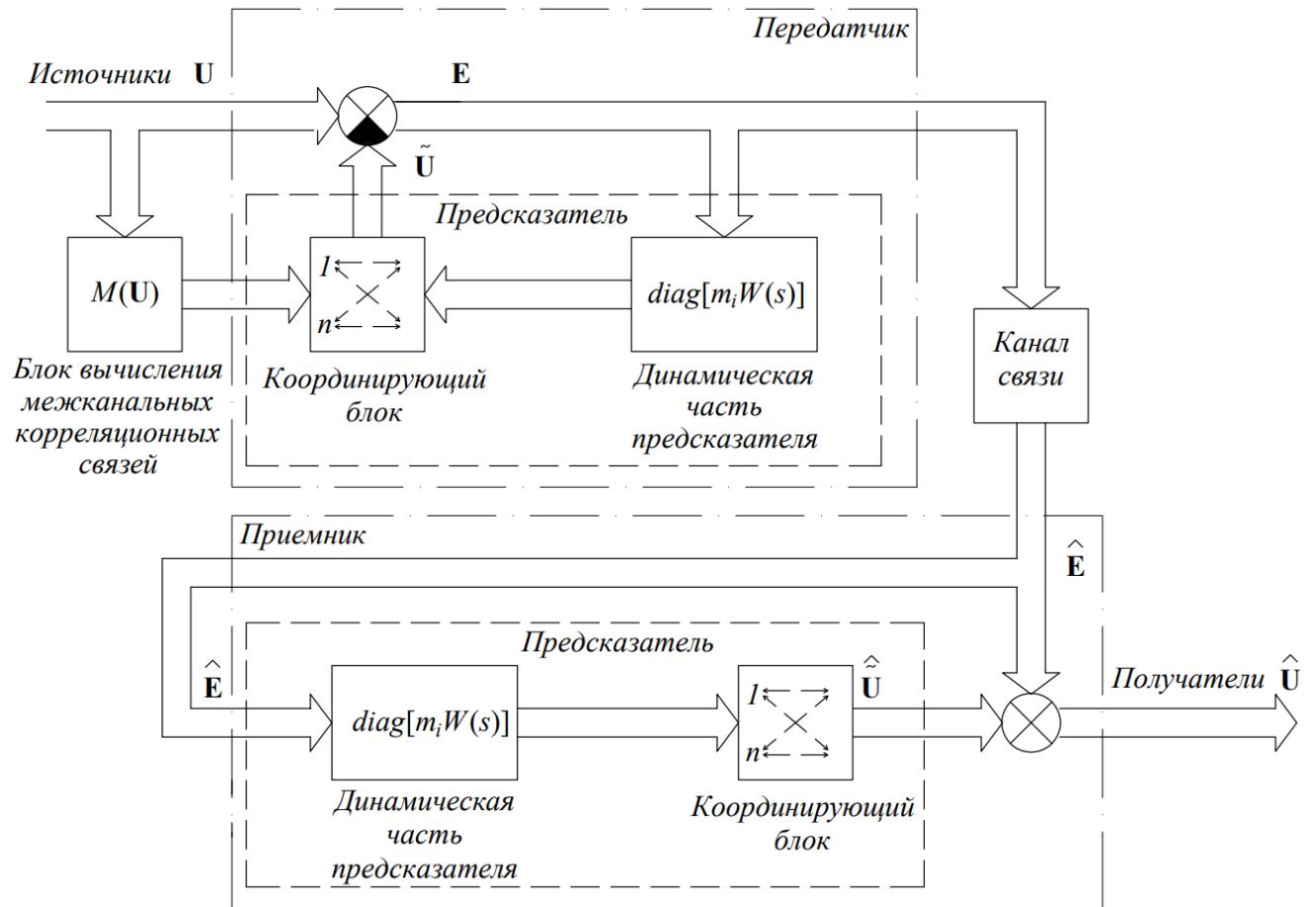


Рисунок 2.1.1 – Структура приемо-передающего тракта многоканальной системы предиктивного эффективного кодирования с использованием координированного преобразователя

В передающую часть системы ПЭК и блок вычисления межканальных корреляционных связей поступают исходные нестационарные сигналы $u_i(t)$, где $i=1,\dots,n$. Эти сигналы формируют вектор входных воздействий $\mathbf{U}=[u_1,\dots,u_n]^T$, где T обозначает операцию транспонирования.

На этапе обработки в элементах сравнения вычисляются ошибки предсказания, представленные в виде разностных сигналов $e_i(t)$, которые совместно

образуют вектор ошибок $\mathbf{E}=[e_1, \dots, e_n]^T$. Ошибки предсказания определяются следующим выражением:

$$\mathbf{E} = \mathbf{U} - \tilde{\mathbf{U}}, \quad (2.1.1)$$

где $\tilde{\mathbf{U}}$ – вектор предсказанных значений сигналов, вычисляемый на основе модели межканальных корреляционных связей. Значения вектора \mathbf{E} передаются в канал связи [85-86]. При этом под каналом связи понимается не только среда распространения, но и блоки модуляции (демодуляции) и помехоустойчивого кодирования (декодирования) и т.п.

Из формулы (2.1.1) видно, что для получения выигрыша в энергоэффективности необходимо, чтобы модули разностных канальных сигналов были меньше по амплитуде, чем соответствующие исходные сигналы, то есть происходило сжатие динамического диапазона канальных сигналов [87]:

$$|e_i(t)| < |u_i(t)|. \quad (2.1.2)$$

что свидетельствует о сжатии динамического диапазона сигналов и позволяет уменьшить разрядность передаваемых кодовых комбинаций, снижая битовую скорость передачи.

Структура предсказателя состоит из двух основных компонентов – динамической части и координирующего блока. Динамическая часть реализуется с использованием адаптивных экстраполяционных схем, фильтров взвешивания, предыскажения, эквалайзеров и прочих средств, что позволяет рассматривать её как подсистему с однотипными элементами. Математически её поведение описывается с помощью диагональной матричной передаточной функции $diagW(s)_{n \times n}$, где элемент $W(s)$ представляет устойчивую минимально-фазовую дробно-рациональную функцию, реализуемую физически, а s является комплексной переменной Лапласа. Единообразие $W(s)$ по всем каналам обеспечивает однородность системы КДП.

Ключевая особенность предлагаемого кодека, иллюстрированного на рисунке 2.1.1, заключается во включении координирующего блока в схему

предсказателя [85]. Для упрощения модели данный блок можно описать как нестационарную симметричную матрицу $\mathbf{K}(\tau)$:

$$\mathbf{K}(\tau) = \begin{bmatrix} k & k_{12}(\tau) & \bullet & k_{1n}(\tau) \\ k_{12}(\tau) & k & \bullet & k_{2n}(\tau) \\ \bullet & \bullet & \bullet & \bullet \\ k_{1n}(\tau) & k_{2n}(\tau) & \bullet & k \end{bmatrix}, \quad \tau \in [0, T_{\max}], \quad (2.1.3)$$

где для $i \neq j$ элементы $k_{ij}(\tau)$ представляют взаимные корреляционные характеристики между каналами, а диагональные коэффициенты k соответствуют коэффициентам передачи (усилению для аналоговых систем или множителям для цифровых) для каждого отдельного канала. Значения $k_{ij}(\tau)$ определяются на основе взаимных корреляционных функций, поскольку входные сигналы, например напряжение, имеют одинаковую размерность, что обеспечивает безразмерность этих коэффициентов.

Для упрощения дальнейшего анализа можно предположить, что нестационарная координирующая часть предсказателя аппроксимируется стационарной системой с неопределенными, но ограниченными параметрами. В этом случае матрицу $\mathbf{K}(\tau)$ можно интерпретировать как объект с интервальной параметрической неопределенностью, представленным в виде:

$$\mathbf{K}(\tau) \in \{\underline{\mathbf{K}}, \bar{\mathbf{K}}\}, \quad (2.1.4)$$

где $\bar{\mathbf{K}} \in [\bar{k}_{ij}]_{nxn, n \neq j}$, $\underline{\mathbf{K}} \in [\underline{k}_{ij}]_{nxn, n \neq j}$ задают, соответственно, минимальные и максимальные границы значений корреляционных коэффициентов на интервале $\tau \in [0, T_{\max}]$. Здесь понятие «голономности» применяется в чисто математическом смысле, подразумевая, что описываемая связь между входом и выходом определяется диапазоном значений без участия интегро-дифференциальных уравнений.

Систему КДП можно рассматривать как замкнутую следящую (регулирующую) схему, где реализация сжатия динамического диапазона, как указано в (2.1.2), непосредственно связана с обеспечением устойчивости и высокой точности работы системы. При этом наблюдается компромисс: неограниченное повышение точности негативно влияет на устойчивость, что требует грамотного

выбора параметров системы [88]. Для упрощения взаимосвязи между элементами системы и протоколов их взаимодействия, целесообразно зафиксировать значение k на интервале $\tau \in [0, T_{max}]$.

В приемной части системы (рисунок 2.1.1) вычисляется $\tilde{\mathbf{U}}$ – вектор оценок передаваемых сигналов как сумма вектора оценок разностных сигналов \mathbf{E} , поступающего из канала связи, и вектора оценки сигналов предсказания $\hat{\mathbf{U}}$, формируемого предсказателем приемника. Заметим, что схема предсказателя приемника КДП аналогична схеме предсказателя передатчика.

Таким образом, задача синтеза системы КДП с однотипными каналами сводится к следующему формулированию: при известной архитектуре передающей части, заданных передаточных функциях динамической подсистемы, представленной диагональной матричной функцией $diagW(s)_{n \times n}$, и структурном описании координирующего блока (2.1.3), необходимо определить область допустимых значений коэффициента k для системы, обеспечивающей асимптотическую устойчивость всей системы КДП.

2.2 Алгоритм синтеза и анализа передающей части дифференциального преобразователя

Вначале определим характеристический полином $d(h(\tau), \Phi(k, s))$, который описывает динамику передающей части системы (рисунок 2.1.1) [89]. В операторном виде связь между вектором ошибок \mathbf{E} и входным воздействием \mathbf{U} записывается следующим равенством:

$$[\mathbf{I} + \mathbf{K}(\tau) \cdot diag[W(s)]]\mathbf{E} = \mathbf{U}, \quad (2.2.1)$$

где \mathbf{I} – единичная матрица размерности $n \times n$.

Путём последовательных тождественных преобразований характеристический полином можно представить в виде:

$$\begin{aligned} (h(\tau), \Phi(k, s)) &= 1 + \frac{h_2(\tau)}{k^2} \Phi^2(k, s) + \frac{h_3(\tau)}{k^3} \Phi^3(k, s) + \dots \\ &\dots + \frac{h_n(\tau)}{k^n} \Phi^n(k, s) = 0. \end{aligned} \quad (2.2.2)$$

где функция $\Phi(k,s)$ выступает в роли вспомогательной характеристики системы, определяемой соотношением:

$$\Phi(k,s) = \frac{kW(s)}{1+kW(s)}. \quad (2.2.3)$$

Особое внимание уделяется параметрам $h_m(\tau)$, характеризующим взаимосвязь между m сепаратными каналами посредством координирующей матрицы. Для каждого m (при $m=2,\dots,n$):

$$h_m(\tau) = \sum_{i,j,\dots,l=1}^{C_n^m} \frac{h_{i,j,\dots,l}(\tau)}{m}, \quad \frac{h_{i,j,\dots,l}(\tau)}{m} = \frac{\det \left\| k_{ij}(\tau) \gamma_{ij} \right\|_{m \times m}}{\det \left\| k_{ij}(\tau) \delta_{ij} \right\|_{m \times m}}. \quad (2.2.4)$$

При этом символы Кронекера $\gamma_{i,j}, \delta_{i,j}$ определяются как:

$$\gamma_{ij} = \begin{cases} 0, & i = j, \\ 1, & i \neq j, \end{cases} \quad \delta_{ij} = \begin{cases} 1, & i = j, \\ 0, & i \neq j. \end{cases}$$

Характеристическое уравнение (2.2.2) соответствует замкнутым системам управления с однотипными подсистемами [90], каждое из которых описывается функцией $\Phi(k,s)$.

Такое представление характеристического уравнения (2.2.2) соответствует замкнутым системам управления, где каждую однотипную подсистему описывает функция $\Phi(k,s)$. Помимо этого, следует отметить, что параметрические коэффициенты $h_i(\tau)$ из полинома (2.2.2) могут быть интерпретированы в интервальном смысле:

$$h_i(\tau) \in \{\underline{h}_i, \bar{h}_i\}, \forall i = \overline{1, n}, \quad (2.2.5)$$

где $\bar{h}_i, \underline{h}_i$ – соответственно предельная верхняя и нижняя границы параметрического коэффициента $h_i(\tau)$, значения которых обуславливаются интервальными границами (2.1.4). Отсюда характеристическая функция системы определяется областью значений:

$$d(h(\tau)\Phi(k,s)) \in [d(\underline{h}_i, \underline{\Phi}(k,s)), d(\bar{h}_i, \bar{\Phi}(k,s))], \quad (2.2.6)$$

где $d(\underline{h}_i, \underline{\Phi}(k,s)), d(\bar{h}_i, \bar{\Phi}(k,s))$ – соответственно предельная нижняя и верхняя и нижняя граница полинома $d(h(\tau), \Phi(k,s))$.

Для исследования устойчивости системы КДП в нестационарном режиме применяется частотный критерий, предложенный, например, профессорами Ильясовым и Кабальновым, который характерен для однотипных стационарных замкнутых систем [90]. Фиксируя значение параметра τ в конкретной точке $\tau_\phi \in [0, T_{\max}]$, характеристическое уравнение (2.2.2) принимает вид:

$$d(h(\tau_\phi), \Phi(k, s)) = 1 + \frac{h_2(\tau_\phi)}{k^2} \eta^2 + \frac{h_3(\tau_\phi)}{k^3} \eta^3 + \dots + \frac{h_n(\tau_\phi)}{k^n} \eta^n = 0, \quad (2.2.7)$$

где $\eta = \Phi(k, s)$ представляет комплексную переменную, зависящую от параметров k и s . Рассматривая функцию $\Phi(k, s)$ в частотной области, т.е. $\Phi(k, j\omega)$ (при j – мнимой единице, а ω – циклической частоте), следует отметить, что при росте k увеличивается точность следящей системы, что выражается условием

$$\lim_{k \rightarrow \infty} |\Phi(k, j\omega)| = \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{|kW(j\omega)|}{|1 + kW(j\omega)|} = \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{|W(j\omega)|}{|1/k + W(j\omega)|} = 1, \forall \omega. \quad (2.2.8)$$

одновременно с физической реализуемостью минимально-фазовой системы, что гарантирует:

$$0 \leq |\Phi(k, j\omega)| < 1, \forall \omega. \quad (2.2.9)$$

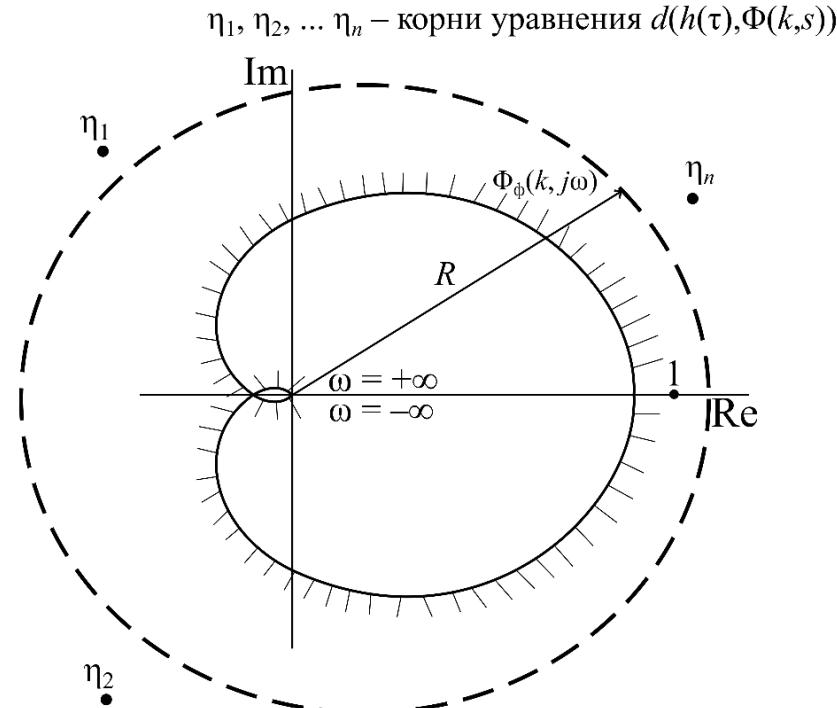


Рисунок 2.2.2 – Годограф КДП

Согласно [90], для устойчивости однотипной стационарной системы необходимо и достаточно, чтобы годограф амплитудно-фазовой характеристики (АФХ) $\Phi(k,j\omega)$, $\omega \in (-\infty, +\infty)$, не охватывал ни один из корней уравнения (2.2.7) (см. рисунок 2.2.2).

Таким образом, годограф функции $\Phi(k,j\omega)$ целиком располагается внутри окружности с радиусом $R \geq 1$ с центром в начале координат, а переменная η оказывается независимой от конкретного выбора точки τ_ϕ . В дальнейшем обозначим τ_ϕ через τ и перепишем характеристическое уравнение (2.2.7) в виде:

$$d(h(\tau), k) = 1 + \frac{h_2(\tau)}{k^2} \eta^2 + \frac{h_3(\tau)}{k^3} \eta^3 + \dots + \frac{h_n(\tau)}{k^n} \eta^n = 0. \quad (2.2.10)$$

Для того, чтобы система оставалась устойчивой, потребуем, чтобы корни уравнения (2.2.10) располагались снаружи окружности радиуса $R \geq 1$ (рисунок 2.2), что заведомо удовлетворят критерию Ильясова-Кабальнова.

Для применения стандартных методов анализа устойчивости, позволяющих установить, что корни исходного уравнения находятся в левой полуплоскости, целесообразно выполнить конформное отображение через замену $\eta = R \frac{1-\lambda}{1+\lambda}$ (λ – комплексная переменная), где λ – новая комплексная переменная, при условии, что $R=1$. После этого характеристическое уравнение принимает модифицированный вид:

$$1 + \frac{h_2(\tau)}{k^2} \left(\frac{1-\lambda}{1+\lambda} \right)^2 + \frac{h_3(\tau)}{k^3} \left(\frac{1-\lambda}{1+\lambda} \right)^3 + \dots + \frac{h_n(\tau)}{k^n} \left(\frac{1-\lambda}{1+\lambda} \right)^n = 0, \quad (2.2.11)$$

или, что эквивалентно:

$$(1+\lambda)^n k^n + h_2(\tau) k^{n-2} (1-\lambda)^2 (1+\lambda)^{n-2} + \\ + h_3(\tau) k^{n-3} (1-\lambda)^3 (1+\lambda)^{n-3} + \dots + h_n(\tau) (1-\lambda)^n = 0. \quad (2.2.12)$$

Устойчивость передающей части достигается, если все корни уравнения (2.2.12) по переменной λ имеют отрицательные вещественные части, что соответствует критериям, полученным в [90-91].

Следовательно, алгоритм решения задачи может быть описан следующим образом:

Шаг 1. Составляется характеристическое уравнение системы согласно (2.2.3) и определяются интервальные границы параметров по (2.2.5). Затем посредством конформного преобразования $\eta = \frac{1-\lambda}{1+\lambda}$ уравнение (2.2.2) (либо его эквивалент (2.2.10)) приводится к виду (2.2.12).

Шаг 2. Применяя стандартные алгебраические и частотные критерии устойчивости [92], проводится анализ уравнения (2.2.12) для определения допустимых значений коэффициента k и построения общей области устойчивости, охватывающей все интервальные параметры $h_i(\tau)$. При отсутствии общей устойчивости может понадобиться пересмотр размерности или корректировка параметров координирующей матрицы

Шаг 3. Из полученной области устойчивости выбираются такие значения k , которые дополнительно обеспечивают устойчивость передачи функции $\Phi(k,s)$ в заданном интервале (2.1.3) и гарантируют монотонность переходных процессов. При обнаружении неустойчивости функции $\Phi(k,s)$ необходимо скорректировать функцию $W(s)$.

Особый интерес представляют КДП-системы, сохраняющие устойчивость при произвольном неограниченном росте значения k . Такие системы (в дальнейшем именуемые инвариантными) характеризуются тем, что увеличение коэффициента k приводит к уменьшению величины ошибки прогнозирования, снижению скорости передачи данных и упрощению протоколов обмена с приемной частью.

Если предположить, что область значений таких коэффициентов существует для (2.2.12), то передаточная функция $\Phi(k,s)$ для физически реализуемых однотипных подсистем должна быть устойчивой при любых значениях k ($k \rightarrow \infty$). Представим передаточную функцию $\Phi(k,s)$ в виде отношения двух устойчивых полиномов $A(k,s)$ и $B(k,s)$:

$$\Phi(k,s,\tau) = \frac{A(k,s)}{B(k,s)}. \quad (2.2.13)$$

Характеристическое уравнение (2.2.2) или (2.2.10) можно представить в виде:

$$\begin{aligned} d(h, \Phi)k^n &= k^n + k^{n-2}h_2(\tau)\eta^2 + k^{n-3}h_3(\tau)\eta^3 + \dots + h_n(\tau)\eta^n = \\ &= h_n(\tau)(\Phi(k, s) - \eta_1)(\Phi(k, s) - \eta_2)(\Phi(k, s) - \eta_n) = 0, \end{aligned} \quad (2.2.14)$$

где $\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_n$ – корни уравнения (2.2.2) и (2.2.10). Потребуем, чтобы корни уравнения (2.2.14) стремились к бесконечности. Это будет означать, что корни уравнения (2.2.2) и (2.2.10) безгранично «выталкиваются» за пределы окружности радиуса R , и, соответственно, кривой АФХ $\Phi(k, j\omega)$ (см. рисунок 2.2.2) при этом, согласно (2.2.8), $|\Phi(k, j\omega, \tau)| \rightarrow 1$.

Далее, с учетом введенного выше представления $d(h, \Phi)$ каждый из сомножителей (2.2.14) можно записать в виде:

$$\frac{1}{\eta_i} A(k, s) - B(k, s) = 0, \quad i = \overline{1, n}. \quad (2.2.15)$$

Полагая $\eta_i \rightarrow \infty$, получим так называемое вырожденное уравнение [88]:

$$B(k, s) = 0, \quad (2.2.16)$$

где полином $B(k, s)$ имеет корни в левой части комплексной плоскости при $k \rightarrow \infty$, что вытекает из предположения об устойчивости $B(k, s)$.

Перепишем уравнение (2.2.15) в ином виде:

$$A(k, s) - \eta_i B(k, s) = 0, \quad i = \overline{1, n}. \quad (2.2.17)$$

при условии, что порядок $A(k, s)$ не превышает порядок $B(k, s)$ – условие, вытекающее из физической реализуемости функции $\Phi(k, s)$. Согласно, отсутствие дополнительного уравнения приводит к тому, что все корни (2.2.17) располагаются слева от мнимой оси для любых $\eta_i \rightarrow \infty$.

Таким образом, необходимым и достаточным условием инвариантности КДП является устойчивость передаточной функции $\Phi(k, s)$ физически реализуемых однотипных подсистем при неограниченном увеличении k и расположение всех корней модифицированного характеристического уравнения (2.2.12) в левой части комплексной плоскости. Следует отметить, что бесконечное возрастание k может вызвать колебательный характер переходных процессов (эффект «перерегулирования»), что приводит к росту динамического диапазона ошибок предсказания. Для предотвращения данного явления необходимо обеспечить

монотонность переходных функций за счёт выбора верхних ограничений для k или корректировки динамических свойств $W(s, \tau)$.

Пример решения задачи. В качестве иллюстрации практического применения разработанного алгоритма рассмотрим синтез КДП для трехканального кодера. Динамическая составляющая системы описывается передаточной функцией экстраполятора нулевого порядка, представленной в виде:

$$W(s) = \frac{1 - e^{-\Delta T s}}{s}, \quad (2.2.18)$$

где $\Delta T > 0$ – параметризуемый шаг дискретизации, который может адаптироваться. Применение трансцендентной функции в качестве $W(s)$ подтверждает, что порядок дифференциального уравнения динамической части не оказывает критического влияния на систему.

Координирующая часть системы задаётся симметричной матрицей $\mathbf{K}(\tau)$ размерности 3×3 (см. выражение (2.1.3)), в которой элементы $k_{12}(\tau)$, $k_{13}(\tau)$ и $k_{23}(\tau)$ варьируются в пределах заданных интервалов. Целью синтеза является определение области допустимых значений коэффициента k , удовлетворяющей требованию устойчивости системы.

Сначала определим передаточную функцию однотипных подсистем:

$$\Phi(k, s) = \frac{k(1 - e^{-\Delta T s})}{s + k(1 - e^{-\Delta T s})}. \quad (2.2.19)$$

Исследуем ее на устойчивость по коэффициентам k . Легко видеть, что рассматриваемую передаточную функцию можно получить путем охвата объекта $kW(s) = \frac{k(1 - e^{-\Delta T s})}{s}$ единичной отрицательной обратной связью. В соответствии с

критерием Найквиста АФХ $kW(j\omega)$ не должна охватывать точку на комплексной плоскости с координатами $(-1, j0)$. Используя формулу Коши, выражение $kW(j\omega)$ можно представить в виде:

$$kW(j\omega) = \frac{k \sin(\Delta T \omega)}{\omega} - j \frac{k(1 - \cos(\Delta T \omega))}{\omega}. \quad (2.2.20)$$

Анализ данного выражения показывает, что при $k>0$ и $\omega\geq0$ траектория $kW(j\omega)$ полностью находится в III и IV квадрантах комплексной плоскости, пересекает вещественную ось только в начале координат и оставляет точку $(-1,j0)$ за своей границей. Это означает, что однотипные подсистемы, характеризуемые $\Phi(k,s)$, сохраняют устойчивость при произвольном увеличении коэффициента k в каждом из сепаратных каналов.

Таким образом, область устойчивости всей системы КДП определяется исключительно уравнениями связности, представленными в виде (2.2.11)–(2.2.12). Не приводя подробное выражение (2.2.11), достаточно указать, что параметры данной зависимости определяются как: $h_2(\tau)=-(k_{12}^2(\tau)+k_{13}^2(\tau)+k_{23}^2(\tau))$, $h_3(\tau)=2k_{12}(\tau)k_{13}(\tau)k_{23}(\tau)$. Видно, что интервал изменения $h_2(\tau)$, $h_3(\tau)$ будет определяться нижними и верхними границами коэффициентов $k_{12}(\tau)k_{13}(\tau)k_{23}(\tau)$.

Модифицированное уравнение (2.2.12) будет иметь вид (для сокращения записи переменная τ опущена):

$$\begin{aligned} & k[k^3 + h_2k + h_3] + [3k^3 - h_2k - 3h_3]\lambda + \\ & + [3k^3 - h_2k + 3h_3]\lambda^2 + [k^3 + h_2k - h_3]\lambda^3 = 0. \end{aligned} \quad (2.2.21)$$

Откуда, в соответствии с алгебраическим критерием устойчивости Гурвица, область существования искомого коэффициента $k>0$ должна удовлетворять системе неравенств:

$$\left\{ \begin{array}{l} k^3 + h_2k - h_3 > 0; \\ 3k^3 - h_2k + 3h_3 > 0; \\ 3k^3 - h_2k - 3h_3 > 0; \\ k^3 + h_2k + h_3 > 0; \\ (3k^3 - h_2k + 3h_3)(3k^3 - h_2k - 3h_3) - (k^3 + h_2k + h_3)(k^3 + h_2k - h_3) \geq 0, \end{array} \right. \quad (2.2.22)$$

вычисляемых по всему диапазону изменения $h_2(\tau)$, $h_3(\tau)$. Поскольку предельные (граничные) значения взаимных корреляционных функций $k_{ij}(\tau)$ не превышают единицу, то и максимальные значения $h_2(\tau)$, $h_3(\tau)$ также будут меньше 1, то есть устойчивость рассматриваемой системы будет обеспечена при всех $k > 2$.

Коэффициент желательно брать наибольшим в области его существования, что позволяет уменьшить величины ошибок предсказания, а затем снижать его значение, контролируя монотонность переходной функции системы и обеспечивая приемлемые с точки зрения инженерной реализации значения ее перерегулирования.

2.3 Алгоритм синтеза передающей части дифференциального преобразователя с амплитудным ограничением сигналов ее динамической части

Существенным недостатком рассмотренного ранее линейного КДП является возникновение эффекта заброса – перерегулирования выходной координаты в переходных режимах. При этом размах величины перерегулирования ошибки предсказания может быть сопоставим и даже превышать ее номинальное (целевое) значение. Этот случай в определенные моменты времени требует не уменьшения, а наоборот, увеличения динамического диапазона (разрядной сетки) передаваемых в канал связи сообщений. Возникает необходимость в коррекции динамических свойств $W(s)$, что в итоге усложняет инженерную реализацию КДП. Одним из способов избегания перерегулирования является амплитудное ограничение сигналов динамической части КДП, т.к. КДП будем строить в классе нелинейных. В соответствии со сказанным несколько скорректируем модель и постановку задачи синтеза КДП с ограничением сигнала динамической частью.

Структура системы КДП остается прежней как на рисунке 2.1.1. Отличием является введение в динамическую часть системы нелинейного элемента, описываемого неизвестной однозначной функцией $y = F(x)$, ограничивающий сигнал на уровне $\pm b$ (рисунок 2.3) на выходе динамического элемента $W(s)$ [93].

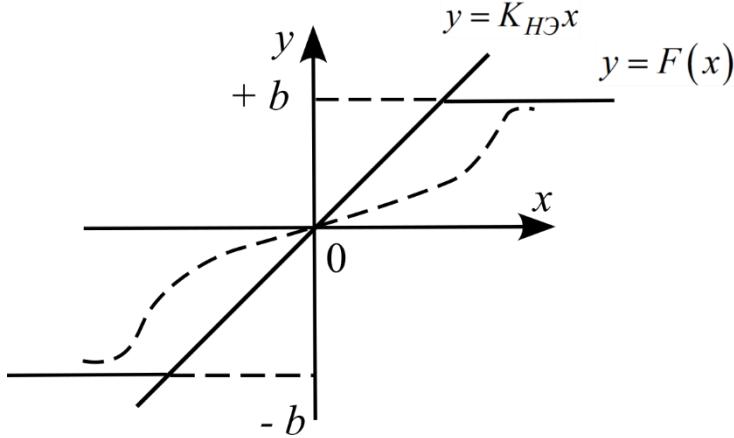


Рисунок 2.3.1 – Ограничитель по амплитуде КДП

Например, в качестве нелинейного элемента могут выступать усилитель-ограничитель, релейный элемент и т.п. В общем случае выходная характеристика нелинейного элемента должна располагаться в секторе между осью абсцисс и прямой $y=K_{H\Theta}x$ с ограничением по b (см. рисунок 2.3.1). Таким образом, модель динамической части предсказателя, рассматриваемой как система, состоящая из однотипных блоков, описывается диагональной матричной передаточной функцией, обозначаемой как $\text{diag}W(s)$ (размером $n \times n$), которую можно представить в виде произведения матрицы $\text{diag}F(x)$ на $W(s)$. При этом каждый диагональный элемент $W(s)$ представляет собой стационарную, устойчивую и физически реализуемую дробно-рациональную передаточную функцию с минимальной фазой, а s обозначает комплексную переменную Лапласа.

Для наглядности дальнейших расчетов координирующую матрицу (2.1.3) запишем в виде

$$\mathbf{K}(\tau) = \begin{bmatrix} 1 & k_{12}(\tau) & \bullet & k_{1n}(\tau) \\ k_{12}(\tau) & 1 & \bullet & k_{2n}(\tau) \\ \bullet & \bullet & \bullet & \bullet \\ k_{1n}(\tau) & k_{2n}(\tau) & \bullet & 1 \end{bmatrix}_{n \times n}, \quad \tau \in [0, T_{\max}], \quad (2.3.1)$$

где $k_{ij}(\tau)$ ($i \neq j$) известные элементы межканальной связи, которые можно аппроксимировать интервальными границами (2.1.4). Также будем считать, что на вход системы подаются центрированные случайные процессы.

Задача синтеза системы КДП с амплитудным ограничением сигналов будет сводиться к определению характеристик $K_{\text{НЭ}}$, b однотипных ограничителей исходя из условия обеспечения асимптотической устойчивости КДП.

Алгоритм решения задачи удобно представить в виде пошаговой последовательности.

Шаг 1. Получают характеристическое уравнение КДП. Для рассматриваемого случая оно будет равно

$$d(h(\tau), \Phi(F, s)) = 1 + h_2(\tau)\Phi^2(F, s) + h_3(\tau)\Phi^3(F, s) + \dots + h_n(\tau)\Phi^n(F, s) = 0, \quad (2.3.2)$$

где

$$\Phi(F, s) = \frac{F(x)W(s)}{1 + F(x)W(s)}, \quad (2.3.3)$$

$h_m(\tau)$ – характеристики связи между m сепаратными каналами, которые находятся по формулам (2.2.3). Из (2.3.1, 2.3.2) видно, что нелинейность напрямую влияет на устойчивость динамической части системы. Поэтому необходимо вначале обеспечить устойчивость $\Phi(F, s)$.

Шаг 2. Определяется предельный $K_{\text{НЭ}}$ коэффициент ограничителя (см. рисунок 2.3.1), при котором передаточная функция (2.3.2) является устойчивой. Передаточную функцию $\Phi(F, s)$ сепаратных подсистем можно получить путем охвата последовательно соединенных звеньев с нелинейной $F(s)$ и линейной $W(s)$ передаточными функциями единичной отрицательной обратной связью (рисунок 2.3.2). Для определения $K_{\text{НЭ}}$ воспользуемся критерием абсолютной устойчивости В.М. Попова. Приведем данный критерий: для устойчивости системы с нелинейной характеристикой $F(s)$ будет достаточно, если найдется такое действительное число

α , что для всех $\omega \geq 0$ выполняется неравенство $\text{Re}[(1 + j\omega)W(j\omega) + \frac{1}{K_{\text{НЭ}}}] > 0$.

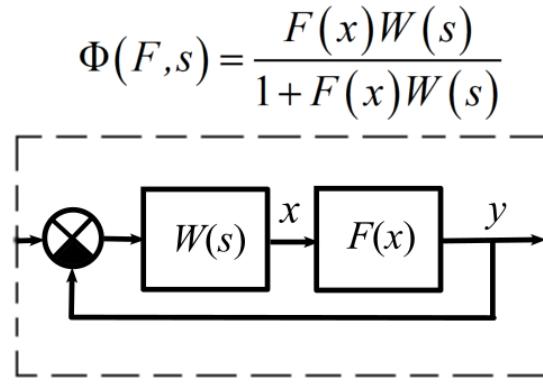


Рисунок 2.3.2 – Модель сепаратной подсистемы КДП с нелинейным элементом

Если ввести модифицированную частотную передаточную функцию

$$W^*(j\omega) = \operatorname{Re}[W(j\omega)] + j\omega \operatorname{Im}[W(j\omega)], \quad (2.3.4)$$

то с геометрической точки зрения амплитудно-фазовая характеристика $W^*(j\omega)$ не должна пересекать прямую (или полностью располагаться слева от нее), проходящую через точку с координатами $(-\frac{1}{K_{H\Theta}}, j0)$, и имеющую наклон $\frac{1}{\alpha}$ (рисунок 2.3.3). Тогда из условий устойчивости и минимальной-фазовости $W(s)$ предельное значение коэффициента $K_{H\Theta}$ нелинейного элемента КДП, удовлетворяющего критерию абсолютной устойчивости Попова будет равен

$$K_{H\Theta} \leq \left| \frac{1}{\operatorname{Re}[W(j\omega_\pi)]} \right| = \left| \frac{1}{U(j\omega_\pi)} \right|, \quad (2.3.5)$$

где $U(j\omega_\pi)$ – вещественное значение $W^*(j\omega)$ в точке $\omega=\omega_\pi$ (см. рисунок 2.3.3).

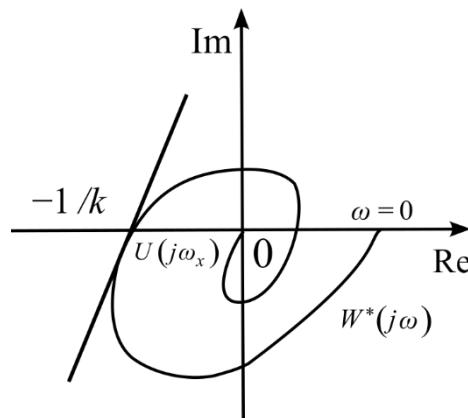


Рисунок 2.3.3 – К критерию абсолютной устойчивости Попова

Шаг 3. Параметр b определяется из уравнения связности. Для этого в (2.3.2) произведем замену переменной $\eta = \Phi(F, s)$, получим уравнение связности

$$d(h(\tau), \Phi(F, s)) = 1 + h_2(\tau)\eta^2 + h_3(\tau)\eta^3 + \dots + h_n(\tau)\eta^n = 0. \quad (2.3.6)$$

Реализуем конформное отображение уравнения (2.3.6), произведя замену $\eta = b \frac{1-\lambda}{1+\lambda}$ (λ – комплексная переменная). В результате получим модифицированное характеристическое уравнение:

$$1 + h_2(\tau)b^2 \left(\frac{1-\lambda}{1+\lambda} \right)^2 + h_3(\tau)b^3 \left(\frac{1-\lambda}{1+\lambda} \right)^3 + \dots + h_n(\tau)b^n \left(\frac{1-\lambda}{1+\lambda} \right)^n = 0. \quad (2.3.7)$$

Выражение (2.3.7) определяет границу области устойчивости B системы КДП, т.е. $|b| \in B$, такую, чтобы все корни характеристического уравнения (2.3.7) относительно комплексной переменной λ лежали бы в левой части комплексной плоскости, т.е. $\operatorname{Re}\{\lambda_i\} < 0, i = \overline{1, n}$. Для поиска b возможно применить метод Д-разбиения. Желательно выбрать наибольшее значение b из области B .

Шаг 4. Наличие нелинейных элементов в КДП может вызвать нежелательные автоколебания выходных процессов. С целью предотвращения нежелательных автоколебаний необходимо провести проверку на возможность их возникновения. Для этого воспользуемся методом гармонического баланса, точнее говоря, на проверку на его несоблюдение уравнения гармонического баланса, т.е.

$$W_{H\Theta}(X_m)W(j\omega) \neq 1, \quad (2.3.8)$$

где $W_{H\Theta}(X_m)$ – комплексный коэффициент усиления нелинейного элемента; X_m – амплитуда первой гармоники линеаризованного эквивалента нелинейного элемента. Для однозначной функции $y = F(x)$ ее эквивалентная передаточная функция определяется по формуле:

$$W_{H\Theta}(X_m) = \frac{1}{\pi X_m} \int_0^{2\pi} F(X_m \sin \omega t) \sin \omega t \, d\omega t \quad (2.3.9)$$

С геометрической точки зрения условие невыполнения гармонического баланса означает, что годограф АФХ $W^*(j\omega)$ не должен пересекать линию $-\frac{1}{W(X_m)}$.

Следовательно, из (2.3.5) и множества \mathbf{B} выбирают характеристики нелинейного элемента $K_{\text{НЭ}}$, $\pm b$, которые удовлетворяют условию (2.3.8).

Нетрудно заметить, что максимальное значение сигнала на выходе i -го канала предсказателя будет равно

$$u_i^{\max} = b \sum_{i=1}^n \bar{k}(\tau)_{ij} \quad (2.3.10)$$

С целью уменьшения динамического диапазона выходного сигнала можно линейно скорректировать входной сигнал u_i путем его «пропускания» через пропорциональное звено с коэффициентом k_i^{ex} на выходе КДП, вычисляемое по формуле

$$k_i^{\text{ex}} = \frac{|u_i^{\max}|}{b \sum_{i=1}^n \bar{k}(\tau)_{ij}}, \quad (2.3.11)$$

где u_i^{\max} – наибольшее значение сигнала i -го канала.

Проиллюстрируем сказанное на примере.

Пример. Имеется трехканальный КДП-кодер, динамическая часть которого описывается передаточной функцией экстраполятора (фиксатора) нулевого порядка

$$W(s) = \frac{1 - e^{-\Delta T s}}{s},$$

где ΔT – шаг дискретизации.

Координирующая часть системы представлена симметричной матрицей $K(\tau)$ размерности 3x3, в которой коэффициенты $k_{12}(\tau), k_{13}(\tau), k_{23}(\tau)$ имеют нижние и верхние границы интервалов изменения.

Требуется определить характеристики однозначного нелинейного элемента $y = F(x)$ (см. рисунок 2.3.1).

На первом шаге получим характеристическое уравнение

$$d(h(\tau), \Phi(F, s)) = 1 + h_2(\tau)\Phi^2(F, s) + h_3(\tau)\Phi^3(F, s) = 0,$$

где

$$\Phi(F, s) = \frac{F(x)(1 - e^{-\Delta T_s})}{s + F(x)(1 - e^{-\Delta T_s})},$$

при этом параметры $d(h(\tau), \Phi(F, s))$ лежат в пределах:

$$\begin{aligned} -(\bar{k}_{12}^2 + \bar{k}_{13}^2 + \bar{k}_{23}^2) &\leq h_2(\tau) \leq -(\underline{k}_{12}^2 + \underline{k}_{13}^2 + \underline{k}_{23}^2); \\ 2\underline{k}_{12}\underline{k}_{13}\underline{k}_{23} &\leq h_3(\tau) \leq 2\bar{k}_{12}\bar{k}_{13}\bar{k}_{23}. \end{aligned}$$

Модифицированная передаточная функция (второй шаг) имеет вид

$$W^*(j\omega) = \frac{\sin(\Delta T \omega)}{\omega} - j(1 - \cos(\Delta T \omega)).$$

Откуда видно, что годограф $W^*(j\omega)$ пересекает ось абсцисс в точке начала

координат комплексной плоскости. Следовательно, $\frac{1}{K_{H^3}} \leq 0$ или $K_{H^3} \rightarrow \infty$.

В предельном случае в качестве нелинейного элемента можно выбрать релейный элемент.

Величину ограничения b релейного элемента на третьем шаге определяют из уравнения (2.3.7). Модифицированное уравнение (2.3.7) удобно представить в форме матрицы Гурвица (для сокращения записи τ опущено):

$$H = \begin{bmatrix} 3 - h_2 b^2 + 3h_3 b^3 & 1 + h_2 b^2 + h_3 b^3 & 0 \\ 1 + h_2 b^2 - h_3 b^3 & 3 - h_2 b^2 - h_3 b^3 & 0 \\ 0 & 3 - h_2 b^2 + 3h_3 b^3 & 1 + h_2 b^2 + h_3 b^3 \end{bmatrix}_{3 \times 3}.$$

Откуда в соответствии с алгебраическим критерием устойчивости Гурвица, область существования искомой области устойчивости В системы КДП ($|b| \in B$) должна удовлетворять системе неравенств:

$$\left\{ \begin{array}{l} 1 + h_2 b^2 - h_3 b^3 > 0; \\ 3 - h_2 b^2 + 3h_3 b^3 > 0; \\ 3 - h_2 b^2 - h_3 b^3 > 0; \\ (3 - h_2 b^2 + 3h_3 b^3)(3 - h_2 b^2 - h_3 b^3) - (1 + h_2 b^2 + h_3 b^3)(1 + h_2 b^2 - h_3 b^3) > 0; \\ 1 + h_2 b^2 + h_3 b^3 \geq 0. \end{array} \right.$$

На четвертом шаге проверим синтезируемую систему КДП на возможность возникновения автоколебаний.

Вначале по формуле (2.3.9) определим $W_{H\Theta}(X_m)$ комплексный коэффициент усиления нелинейного (релейного) элемента

$$W_{H\Theta}(X_m) = \frac{2b}{\pi X_m} \int_0^\pi \sin \omega t d\omega t - \frac{2b}{\pi X_m} \int_\pi^{2\pi} \sin \omega t d\omega t = \frac{4b}{\pi X_m}.$$

Видно, что линия $-\frac{1}{W_{H\Theta}(X_m)} = -\frac{\pi X_m}{4b}$ при изменении $X_m \in [0, +\infty]$ пересекает

в точке начала координат АФХ линейной части КДП

$W(j\omega) = \frac{\sin(\Delta T \omega)}{\omega} - j \frac{(1 - \cos(\Delta T \omega))}{\omega}$. Следовательно, автоколебания возможны.

Рецептом устранения автоколебаний может стать замена релейного элемента на нелинейное звено типа усилитель-ограничитель, либо использование реле с минимальной зоной нечувствительности. (рисунок 2.3.4).

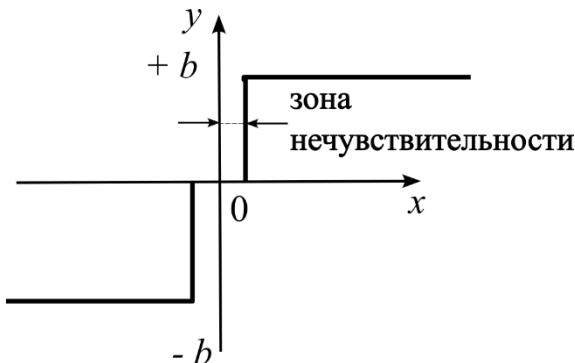


Рисунок 2.3.4 Релейный элемент с зоной нечувствительности

Таким образом, на основе следящей системы с голономными связями разработан относительно простой и наглядный алгоритм синтеза КДП с нелинейной статической характеристикой в динамической части предсказателя и нестационарными сигналами на входе системы. Нелинейный КДП позволяет предотвратить возникновение нежелательных эффектов перерегулирования и автоколебаний выходных сигналов, упростить его инженерную реализацию, протокол межканального взаимодействия.

2.4 Алгоритм оценки статической точности передающей части линейного дифференциального преобразователя

Передающая часть системы КДП (в линейном приближении) можно отнести к следующим системам, в которых важную роль играет точность обработки входных воздействий в установившихся режимах (статической точности ошибок предсказания). Величина ошибки предсказания, как было указано ранее (2.1.2), влияет на «сжатие» динамического диапазона сигналов, передаваемых в канал связи, в целом на работу кодека, протокола межканального взаимодействия. В качестве метода исследования статической точности КДП может быть предложен метод коэффициентов ошибок, позволяющий наглядно оценить точность вычисления величины ошибок предсказания, с учетом глубины межканальных координирующих связей и вида детерминированных входных сигналов (пробных задающих воздействий). На основании коэффициентов ошибок можно оценить разрядную сетку каналов КДП.

Однако оценка статической точности для нестационарных систем достаточно затруднительна. Но КДП можно исследовать в классе стационарных систем, т.к. его математическая модель задана в интервальной форме [94]. Для этого выберем передаточную функцию $W(s)$ динамической части КДП из допустимого множества

$$W(s) = \frac{a(s)}{b(s)} \quad (2.4.1)$$

где $a(s)$, $b(s)$ – полиномы от s , определяющие нули и полюса передаточной функции.

Нестационарные коэффициенты межканальной координирующей матрицы запишем в виде:

$$\mathbf{K}(\tau) = [k_{ij}]_{n \times n, n \neq i} \in \{\underline{\mathbf{K}}, \bar{\mathbf{K}}\}. \quad (2.4.2)$$

Коэффициенты главной диагонали матрицы $\mathbf{K}(\tau)$ равны k полагаются известными (т.к. они получены в процессе синтеза передатчика КДП).

С учетом введенных обозначений перепишем операторное уравнение (2.2.1) в развернутом виде

$$\frac{1}{b(s)} \begin{bmatrix} b(s) + ka(s) & k_{12}(\tau)a(s) & \bullet & k_{1n}(\tau)a(s) \\ k_{12}(\tau)a(s) & b(s) + ka(s) & \bullet & k_{2n}a(s) \\ \bullet & \bullet & \bullet & \bullet \\ k_{1n}(\tau)a(s) & k_{2n}(\tau) & \bullet & b(s) + ka(s) \end{bmatrix} \mathbf{E} = \mathbf{U}, \quad (2.4.3)$$

откуда

$$\mathbf{E} = b(s) \begin{bmatrix} b(s) + ka(s) & k_{12}a(s) & \bullet & k_{1n}a(s) \\ k_{12}a(s) & b(s) + ka(s) & \bullet & k_{2n}a(s) \\ \bullet & \bullet & \bullet & \bullet \\ k_{1n}a(s) & k_{2n} & \bullet & b(s) + ka(s) \end{bmatrix}^{-1} \mathbf{U}, \quad (2.4.4)$$

или

$$d(s)\mathbf{E} = \Phi(s)\mathbf{U}, \quad (2.4.5)$$

где $\Phi(s)$ – присоединенная (взаимная) *полиномиальная* матрица размерности $n \times n$ (по отношению к обратной матрице $[\mathbf{I} + \mathbf{K} \times \text{diag}[W(s)]]^{-1}$);

$d(s) = d_0 + d_1 s + \dots + d_m s^m$ – характеристический полином КДП.

Требуется определить выражения для вектора $\mathbf{E}_{\text{уст}}(t)$ установившихся ошибок предсказателя КДП, позволяющие достаточно просто оценить влияние на статическую точность КДП как имеющихся голономных координирующих связей, так и вида детерминированных пробных воздействий на его входах.

Следуя рассуждениям, рассмотренным в [95] для многосвязных систем автоматического управления общего вида, аналогично представим вектор установившихся эквивалентных ошибок предсказания КДП в виде

$$\mathbf{E}_{\text{уст}}(t) = [C_0 + sC_1 + \dots + s^q C_q + \dots] \mathbf{U}(t) \quad (2.4.6)$$

где $C_0, C_1, \dots, C_q, \dots$ – матрицы коэффициентов эквивалентных ошибок управления размерности $n \times n$. Для вычисления $C_0, C_1, \dots, C_q, \dots$ будем рассматривать вектор $\mathbf{E}_{\text{уст}}(t)$ как частное решение дифференциального уравнения (2.4.5) при $t \rightarrow \infty$.

Представим полиномиальную $\Phi(s)$ матрицу

$$\Phi(s) = \Phi_0 + s\Phi_1 + \dots + s^m\Phi_m \quad (2.4.7)$$

где $\Phi_0, \Phi_1, \dots, \Phi_m$ – матрицы постоянных коэффициентов.

Учитывая (2.4.6) и (2.4.7), уравнение (2.4.5) примет вид:

$$[d(s)\mathbf{I}][C_0 + sC_1 + \dots + s^q C_q + \dots] \mathbf{U}(t) = [\Phi_0 + s\Phi_1 + \dots + s^m \Phi_m] \mathbf{U}(t) \quad (2.4.8)$$

или

$$[d_0 + d_1 s + \dots + d_m s^m][C_0 + sC_1 + \dots + s^q C_q + \dots] = \Phi_0 + s\Phi_1 + \dots + s^m \Phi_m \quad (2.4.9)$$

Для определенности положим, что максимальный порядок отличной от нуля производной по времени времени $\mathbf{U}(t)$ равен μ (в частности, это справедливо для случая, когда элементы $u_i(t)$ – полиномиальные функции времени), т.е.

$$u_i(t) = u_{i0} + u_{i1}t^2 + \dots + u_{i\mu}t^\mu. \quad (2.4.10)$$

Приравнивая матрицы при одинаковых степенях s в левой и правой частях уравнения (2.4.9) и с учетом $m - \mu < 0$ (при $m - \mu = r \geq 0$ в системе следует оставить $m - r + 1$ первых неравенств), получаем следующие формулы для определения матрицы коэффициентов эквивалентных ошибок предсказания:

$$\begin{aligned} C_0 &= \frac{\Phi_0}{d_0}, \\ C_1 &= \frac{\Phi_1}{d_0} - \frac{d_1}{d_0} C_0, \\ &\dots \\ C_m &= \frac{1}{d_0} \Phi_m - \frac{d_1}{d_0} C_{m-1} - \dots - \frac{d_m}{d_0} C_0, \\ C_{m+1} &= -\frac{d_1}{d_0} C_m - \dots - \frac{d_m}{d_0} C_1, \\ &\dots \\ C_\mu &= -\frac{d_1}{d_0} C_{\mu-1} - \dots - \frac{d_m}{d_0} C_{\mu-m}. \end{aligned} \quad (2.4.11)$$

Из выражения (2.4.6) следует, что C_q характеризует величину составляющей $\bar{e}_{q \text{ уст}}(t)$ вектора установившихся эквивалентных ошибок предсказания $\mathbf{E}_{\text{уст}}(t)$, пропорциональной q -й производной задающего воздействия $\mathbf{U}(t)$. Элемент $c_{q,ij}$ матрицы C_q характеризует составляющую установившейся эквивалентной ошибки

предсказания $e_{ij \text{ уст}}$ i -го канала КДП, пропорциональную j -й производной пробного воздействия $u_j(t)$ j -го канала.

Тогда, учитывая (2.4.6) и (2.4.10), составляющая $e_{ij}(t)$ установившейся эквивалентной ошибки предсказания i -го канала, вызванная входным воздействием $u_j(t)$ j -го канала, определяется как

$$e_{ij \text{ уст}} = c_{0,ij} u_j(t) + c_{1,ij} u_j^{(1)}(t) + \dots + c_{\mu,ij} u_j^{(\mu)}(t). \quad (2.4.12)$$

Элементы $e_{ij \text{ уст}}(t)$ образуют матрицу установившихся эквивалентных ошибок управления $\mathbf{E}_{\text{уст}}(t) = \|e_{ij \text{ уст}}(t)\|_{n \times n}$, являющейся достаточно информативной характеристикой установившихся режимов работы КДП. Полная установившаяся эквивалентная ошибка $e_{i \text{ уст}}(t)$ i -го канала равна сумме элементов i -й строки $\mathbf{E}_{\text{уст}}(t)$

$$e_{i \text{ уст}}(t) = \sum_{j=1}^n e_{ij \text{ уст}}(t). \quad (2.4.13)$$

Таким образом, алгоритм оценки статической точности КДП состоит из следующих шагов:

- 1) подать степенной ряд задающих воздействий $\mathbf{U}(t) = \mathbf{U}_0 + \mathbf{U}_1 t + \dots + \mathbf{U}_n t^n;$
- 2) вычислить матричные коэффициенты связей между воздействиями сепаратных каналов C_i (матрица ошибок по i производной) (2.4.11);
- 3) согласно (2.4.13) оценить ошибки предсказания $\bar{e}_{\text{уст}}(t)$ по всем вариациям (интервалам) изменения параметров КДП.

Разработанный алгоритм позволяет исследовать статическую точность КДП (величину ошибки предсказания) в зависимости от глубины межканальной линейной зависимости (корреляции) входных сигналов.

2.5 Выводы по второй главе

1. Разработан КДП, отличающийся от известных введением в структуру предсказателя координирующей межканальной матрицы, отражающую меру «информационной» (линейной) взаимосвязи между входными первичными сигналами. Такой подход к построению многоканального КДП обеспечивает методическую простоту его синтеза некритичного к количеству первичных сигналов в условиях нестационарности (неопределенности) процессов их обработки, ориентирован на снижение скорости передачи данных, что позволяет в итоге повысить энергосбережение многоканальных систем связи.

2. Разработан алгоритм синтеза многоканального нестационарного координированного импульсно-кодового модулятора на основе совмещения интервального подхода с модифицированным методом анализа устойчивости однотипных систем. Достоинством алгоритма является его не критичность к порядку дифференциального уравнения динамической части КДП. Алгоритм позволяет оценить влияние на устойчивость КДП его динамической части как в отдельности, так и в симбиозе с интервальной матрицей корреляционных межканальных связей.

3. Доказаны условия построения инвариантных нестационарных КДП (при неограниченном увеличении значений коэффициента на главной диагонали координирующей межканальной матрицы) с однотипной динамической частью и голономными связями.

4. Разработан алгоритм синтеза нелинейного КДП с ограничением амплитудным ограничением сигналов на выходе динамической части предсказателя, что позволяет избежать нежелательных процессов перерегулирования и автоколебаний.

5. Разработан алгоритм оценки статической применительно к КДП с голономными связями. Алгоритм позволяет исследовать статическую точность КДП (величину ошибки предсказания) в зависимости от глубины межканальной линейной зависимости (корреляции) входных сигналов, что упрощает в дальнейшем инженерную реализацию данной системы.

3 Разработка приемной части координированного дифференциального преобразователя в условиях параметрической неопределенности

3.1 «Детерминированная» модель приемной части координированного дифференциального преобразователя в условиях параметрической неопределенности

Приемная часть системы КДП изображена на рис. 3.1.1. Вектор оценки сигналов ошибок предсказания \hat{E} , поступающий из канала связи, формирует сигналы предсказания, проходя через динамический модуль, описываемый матрицей $diagW(s)_{n \times n}$ размерности $n \times n$, и координирующий блок, формально описываемой матрицей голономных связей $K(\tau)$. Модели динамической части и координирующего блока приемника должны совпадать с аналогичными моделями передающей части КДП, чтобы обеспечить необходимую точность воспроизведения передаваемых сигналов. На последнем шаге сигналы предсказания суммируются с соответствующими разностными сигналами \hat{E} , получая при этом \hat{E} — искомый вектор оценок передаваемых сигналов, поступающий получателям сообщений.

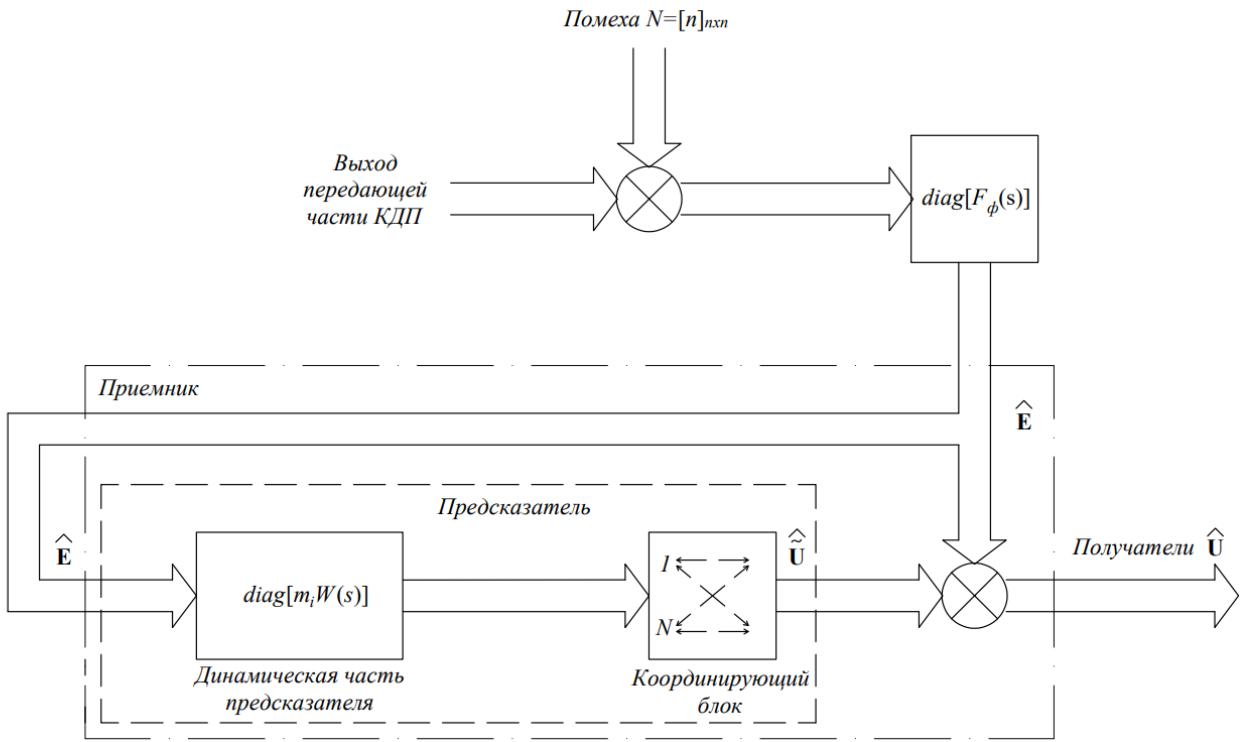


Рисунок. 3.1.1 – Структура приемного тракта многоканальной системы предиктивного эффективного кодирования с использованием координированного преобразователя

Нетрудно заметить, что структура приемной части системы КДП реализует процедуру расчета вектора оценок передаваемых сигналов $\hat{\mathbf{U}}$ в «обратном» порядке по сравнению со схемой передающего тракта системы КДП. Отметим важную особенность функционирования приемной части системы КДП. Помимо обеспечения ее синхронизации с передающей частью с целью обеспечения заданной точности воспроизведения передаваемых сигналов требуется передача дополнительных сообщений о параметрах динамического модуля и координирующего блока, т.е. передаточной функции $W(s)$ и матрице $K(\tau)$, в каждом цикле обработки сигналов. Передача дополнительной информации требует организации специальных служебных каналов, что с одной стороны требует увеличение скорости передачи сообщений, в целом понижает энергоэффективность системы. Интерес представляет построение систем КДП без организации служебных каналов, т.е. без передачи дополнительных сообщений или с передачей их минимальным количеством параметров [85-86]. К таким системам

можно отнести усредненные (детерминированные), настраивающиеся (самонастраивающиеся), обучающиеся (самообучающиеся), адаптивные, нейросетевые и т.п., принадлежащие классам инвариантных систем [95].

К первому шагу построения инвариантных систем КДП с неопределенными параметрами можно отнести построение «усредненной» модели приемника с детерминированными параметрами. В таком случае передача дополнительных сообщений может быть исключена, либо производится в период начальной установки прибора (инициализации) или предварительной коррекции. Также такую систему можно отнести к классу робастных систем с пассивной адаптацией.

Как было сказано ранее, приемная часть системы КДП строится на основе передающей. Рассмотрим структуру «виртуальной» передающей части системы КДП, где в каждом канале предсказателя последовательно передаточной функции $W(s)$ установлен стационарный детерминированный компенсатор-уравнитель (эквалайзер), описываемый передаточной функцией $Comp(s)$, компенсирующий (в линейном приближении) его динамические свойства и обладающий свойством фильтра и обеспечивающий придание замкнутой системе желаемых динамических свойств (рисунок 3.1.2). В дальнейшем $Comp(s)$ будет лежать в основе в основе схемы построения предсказателя детерминированного приемника КДП.

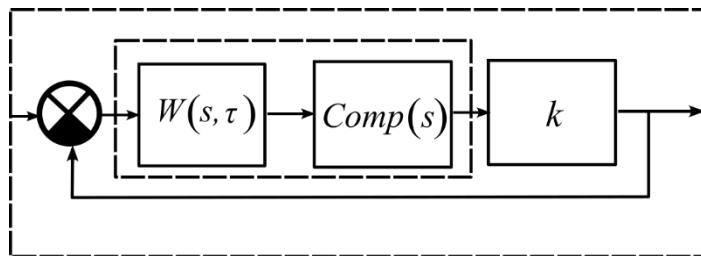


Рисунок 3.1.2. Модель сепаратной подсистемы КДП с эквалайзером

В этом случае характеристическое уравнение КДП описывается формулой (2.2.2), в которой вспомогательная функция $\Phi(\bullet)$ имеет вид

$$\Phi(k, Comp, s, \tau) = \frac{k Comp(s) W(s, \tau)}{1 + k Comp(s) W(s, \tau)}. \quad (3.1.1)$$

Так как $W(s, \tau) \in [\underline{W}(s), \overline{W}(s)]$, где $\overline{W}(s)$, $\underline{W}(s)$ – соответственно верхняя и нижняя границы функции $W(s, \tau)$, которые задаются исходя из критерия качества

связи или используемого стандарта, то $\Phi(k, Comp, s, \tau)$ будем рассматривать как интервальную функцию. Задача будет состоять в том, чтобы эквалайзер $Comp(s)$ наилучшим образом компенсировал динамические свойства предсказателя в пределах $[\underline{W}(s), \bar{W}(s)]$ изменения.

Передаточную функцию $Comp(s)$ будем производить из условия минимума функционала J в соответствии с методом

$$\begin{aligned} J &= \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} V(s) ds = \\ &= \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} [\alpha \cdot \Delta\Phi_1(s) \Delta\Phi_1(-s) + \beta \cdot \Delta\Phi_2(s) \Delta\Phi_2(-s)] ds, \end{aligned} \quad (3.1.2)$$

где

$$\Delta\Phi_1(s) = \Phi^*(s) - \frac{Comp(s)\bar{W}(s)}{1 + Comp(s)\bar{W}(s)},$$

$$\Delta\Phi_2(s) = \Phi^*(s) - \frac{Comp(s)\underline{W}(s)}{1 + Comp(s)\underline{W}(s)}, \quad (3.1.3)$$

причём передаточная функция $\Phi^*(s)$ определяет желаемые динамические свойства замкнутой системы (см. рис 3.1.2), а коэффициенты α и β являются весовыми коэффициентами (или вероятностями), определяющими «значимость» составляющих функционала (3.1.2), $j = \sqrt{-1}$. Так как устойчивость «виртуальной» передающей части системы КДП в данном случае не представляет интереса, поэтому в (3.1.3) полагается $k=1$.

Функционал (3.1.2) представляет дисперсию (разброс) динамических свойств замкнутой системы и является мерой компенсации динамических свойств предсказателя передаточной функцией эквалайзера $Comp(s)$ при $W(s, \tau) \in [\underline{W}(s), \bar{W}(s)]$.

Рассматривая $\Phi^*(s)$ в качестве варьируемой компоненты, условие минимума функционала (3.1.2) можно записать в виде [95]

$$\frac{\partial V(s)}{\partial \Phi^*(-s)} = \xi_- \quad (3.1.4)$$

где ξ_- — комплексная функция, аналитическая вместе с обратной в левой полуплоскости комплексной плоскости.

Для упрощения решения рассматриваемой вариационной задачи не будем априори накладывать никаких ограничений на расположение полюсов $\Phi^*(s)$. В этом случае, согласно [95], можно положить $\xi_- = 0$ и тогда уравнение (3.1.4) примет вид

$$\alpha \frac{\partial \Delta \Phi_1(-s)}{\partial \Phi^*(-s)} \Delta \Phi_1(s) + \beta \frac{\partial \Delta \Phi_2(-s)}{\partial \Phi^*(-s)} \Delta \Phi_2(s) = 0. \quad (3.1.5)$$

Учитывая, что

$$\frac{\partial \Delta \Phi_1(-s)}{\partial \Phi^*(-s)} = \frac{\partial \Delta \Phi_2(-s)}{\partial \Phi^*(-s)} = 1 \quad (3.1.6)$$

получим

$$\alpha \Delta \Phi_1(s) + \beta \Delta \Phi_2(s) = 0 \quad (3.1.7)$$

или, в развернутом виде с учётом (3.1.3)

$$\alpha \left[\Phi^*(s) - \frac{Comp(s)\bar{W}(s)}{1 + Comp(s)\bar{W}(s)} \right] + \beta \left[\Phi^*(s) - \frac{Comp(s)\underline{W}(s)}{1 + Comp(s)\underline{W}(s)} \right] = 0. \quad (3.1.8)$$

Полученное уравнение (3.1.8) ставит в соответствие оптимальные желаемые передаточные функции замкнутой системы $\Phi^*(s)$ и её эквалайзера $Comp(s)$, доставляют минимум функционалу (3.1.2).

Для простоты в дальнейшем будем полагать, что составляющие функционала (3.1.2) из инженерных соображений равнозначны, весовые коэффициенты при них одинаковы ($\alpha=\beta=0,5$). Это позволяет переписать (3.1.8) в более простом виде

$$2\Phi^*(s) = \frac{Comp(s)\bar{W}(s)}{1 + Comp(s)\bar{W}(s)} + \frac{Comp(s)\underline{W}(s)}{1 + Comp(s)\underline{W}(s)}. \quad (3.1.9)$$

В идеальном случае эквалайзер должен полностью компенсировать нули и полюса (динамические характеристики) передаточной функции предсказателя (с математической точки зрения это утверждение формально означает, что $Comp(s)=1/ W(s, \tau)$, следовательно, коэффициент передачи прямой цепи замкнутой

системы (рис. 3.1.1) будет равен единице. Тогда желаемая передаточная функция замкнутой системы (рис. 3.1.2) $\Phi^*(s)=1/2$.

В таком случае уравнение (3.1.9), определяющее оптимальную передаточную функцию эквалайзера $Comp(s)$, будет иметь вид

$$1 = \frac{Comp(s)\bar{W}(s)}{1 + Comp(s)\bar{W}(s)} + \frac{Comp(s)\underline{W}(s)}{1 + Comp(s)\underline{W}(s)}, \quad (3.1.10)$$

откуда

$$Comp(s) = \frac{1}{\sqrt{\bar{W}(s)\underline{W}(s)}}. \quad (3.1.11)$$

По существу, (3.1.11) можно рассматривать как выражение для передаточной функции компенсатора динамических свойств интервального объекта. В таком случае величину

$$\bar{W}_s(s) = \frac{1}{Comp(s)} = \sqrt{\bar{W}(s)\underline{W}(s)} \quad (3.1.12)$$

можно считать эквивалентной (среднегеометрической) передаточной функцией предсказателя как интервального объекта.

На рисунке 3.1.3. изображена схема «физической» реализации эквивалентной передаточной функции предсказателя (3.1.12), которая должна быть реализована в приемнике системы КДП. Она включает реализацию предельных передаточных функций $\bar{W}(s)$, $\underline{W}(s)$, ряда нелинейных элементов: умножителя сигналов (а,б), вычислителей модуля сигнала и квадратного корня, модуля сравнения.

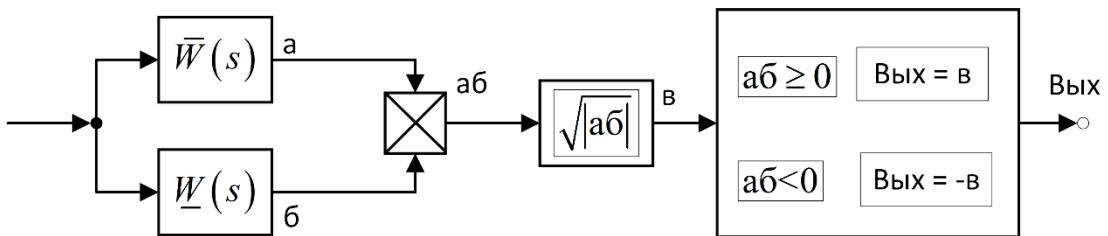


Рисунок 3.1.3. Реализация эквивалентной (среднегеометрической) передаточной функции предсказателя

Не вдаваясь в строгие математические выкладки, нетрудно удостовериться в устойчивости объекта (3.1.12), так как интервальные передаточные функции $\bar{W}(s)$, $\underline{W}(s)$ по условию задачи являются устойчивыми.

Далее, интервальная матрица координирующих связей предсказателя $\mathbf{K}(\tau)$ заменяется ее усредненным эквивалентом $\mathbf{K}_{\mathcal{E}} = [k_{ij}]_{n \times n}$. Каждый элемент $k_{ij}(\tau)$ матрицы $\mathbf{K}(\tau)$ заменяется ее математическим ожиданием, т.е.

$$k_{ij} = M \{k_{ij}(\tau)\} \text{ или } k_{ij} = \alpha_{ij} \underline{k}_{ij} + \beta_{ij} \bar{k}_{ij}, \quad (3.1.13)$$

где коэффициенты α_{ij} и β_{ij} ($i, j = \overline{1, n}$) являются весовыми коэффициентами (или вероятностями), определяющими «вклад» в усреднение. В наихудшем с информационной точки зрения случае $k_{ij} = (\underline{k}_{ij} + \bar{k}_{ij}) / 2$, если значения α_{ij} и β_{ij} ($i, j = \overline{1, n}$) априори не известны. Отметим, что такой «сепарабельный» подход к построению «детерминированной» модели приемной части КДП-кодера обусловлен алгоритмом синтеза передающей части системы КДП, позволяющий оценивать влияние на его устойчивость как в отдельности по его динамической части, так и в симбиозе с матрицей корреляционных межканальных связей.

Таким образом, схема «детерминированной» модели приемной части КДП-кодера будет соответствовать структуре, изображенной на рисунке 3.1.1, получаемой заменой матриц $diag W(s, \tau)_{n \times n}$, $\mathbf{K}(\tau)$ соответственно «детерминированными» матрицами $diag W_{\mathcal{E}}(s, \tau)_{n \times n}$ и $\mathbf{K}_{\mathcal{E}} = [k_{ij}]_{n \times n}$. Приближение к свойству инвариантности системы КДП (т.е. ее «нечувствительности») точности воспроизведения передаваемых сигналов при разбросе параметров) в целом будет зависеть от выбора коэффициента k на главной диагонали координирующей матрицы.

«Детерминированная» модель приемной части КДП-кодера обладает своими преимуществами такими, как простота, надежность, быстродействие требованияния по настройки самые минимальные. Однако существенным его недостатком является низкая точность воспроизведения исходных сигналов $\mathbf{U} = [u_1, \dots, u_n]^T$, которая обусловлена величиной разброса параметров передающей части системы КДП. Компенсировать эту «неопределенность» за счет увеличения коэффициента k в

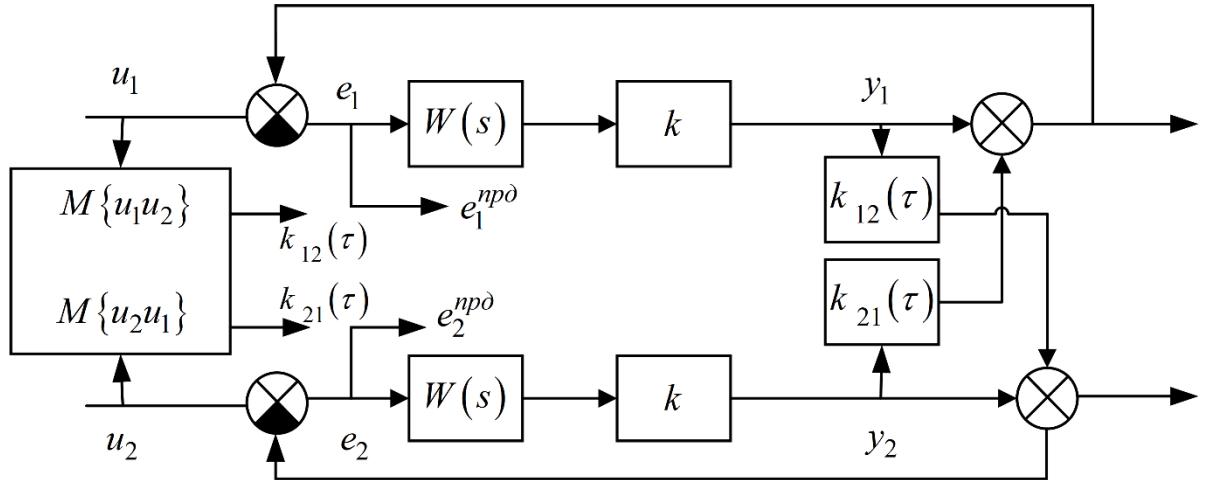
прямой цепи системы не всегда может привести к удовлетворительным результатам. Использование описанного подхода рационально для маломощных вычислительных систем связи с медленно меняющимися параметрами сигналов (т.е. квазистационарных) и не требующих высокой точности их восстановления.

3.2 Беспоисковая самонастраивающаяся приемная часть координированного дифференциального преобразователя

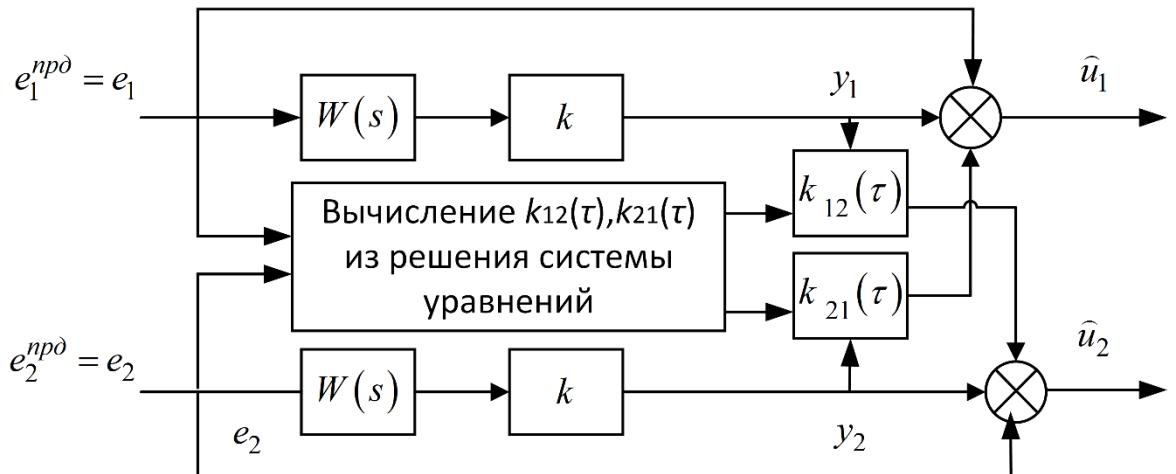
Так как «детерминированная» модель обладает низкой точностью восстановления, актуальной является задача «извлечения» необходимых данных о параметрах передающей части системы КДП из принимаемых сигналах и априорных знаний о структурах передатчика и приемника с целью повышения точности восстановления исходных сигналов. Решить такую задачу может самонастраивающийся приемник системы КДП, который можно отнести к классу активных первого уровня адаптации.

Рассмотрим особенности функционирования упрощенной 2-й канальной системы КДП, включающую передающую часть и беспоисковый самонастраивающийся приемник, изображенной на рисунке 3.2.1. Во-первых, динамическую часть предсказателя будем считать стационарной, однотипные подсистемы которой описываются передаточной функцией $W(s)$. Такое допущение с практической точки зрения является приемлемым, так как изменение шага дискретизации ΔT удобнее производить «между» циклами измерения $[0, T]$, а не «внутри» этого интервала. Во-вторых, функционирование приемной части осуществляется когерентно с передающей, что достигается соответствующими методами синхронизации. Физической точки зрения это означает, что все процессы в передающей и приемной частях системы КДП проходят одновременно (одномоментно). Также это можно достичь за счет многочисленных методов тактовой и цикловой синхронизаций. В-третьих, канал связи будем считать идеальным, не вносящим никаких существенных изменений в передаваемый сигнал. Конечно, последнее допущение является достаточно критичным. Однако современные средства и алгоритмы помехоустойчивой обработки сигналов

позволяют достичь подобных результатов. С математической точки зрения последнее допущение означает, что передаваемые сигналы e_1^{npd} , e_2^{npd} равны принимаемым e_1^{prm} , e_2^{prm} сигналам, т.е. $e_1^{npd} = e_1^{prm} = e_1$, $e_2^{npd} = e_2^{prm} = e_2$ (аргумент времени t опущен).



Передающая часть КДП



Приемная часть КДП

Рисунок 3.2.1 – Простейшая 2-х канальная система КДП с беспоисковым самонастраивющимся приемником

Из рисунка 3.4 видно, что формирователь значений $k_{12}(\tau)$, $k_{21}(\tau)$ голономных перекрестных связей передатчика производится в устройстве вычисления взаимной корреляции исходных сигналов u_1, u_2 , т.е. $M\{u_1(t_1), u_2(t_2)\}=k_{12}(\tau)$ $M\{u_2(t_1), u_1(t_2)\}=k_{21}(\tau)$ (где $M\{\cdot\}$ — знак математического ожидания). Несмотря, что

входные процессы u_1, u_2 со статистической точки зрения нестационарные, обозначение $k_{ij}(\tau)$ оставили прежним как для стационарных, тем более что эти значения на практике будут вычисляться по формуле корреляций для эргодических случайных процессов. Нашей последующей задачей является получение значений $k_{12}(\tau), k_{21}(\tau)$ исходя из априорного знания о структуре передатчика и приемника, и доступных к измерению сигналов обработки без использования «информации» о входных сигналах u_1, u_2 .

По структурной схеме передатчика (рисунок 3.21) сигналы ошибок предсказания e_1, e_2 определяются как

$$e_1 = u_1 - (y_1 + k_{21}y_2), \quad (3.2.1)$$

$$e_2 = u_2 - (y_2 + k_{12}y_1), \quad (3.2.2)$$

где y_1, y_2 — сигналы на выходе динамического модуля предсказателя соответственно первого второго каналов. Получим взаимную межканальную корреляцию сигналов e_1, e_2 :

$$\begin{aligned} M\{e_1(t_1), e_2(t_2)\} &= M\{(u_1 - (y_1 + k_{21}y_2))(u_2 - (y_2 + k_{12}y_1))\} = \\ &= M\{u_1u_2 - u_1(y_2 + k_{12}y_1) - (y_1 + k_{21}y_2)u_2 + (y_1 + k_{21}y_2)(y_2 + k_{12}y_1)\} = \\ &= k_{12} - M\{u_1(y_2 + k_{12}y_1)\} - M\{(y_1 + k_{21}y_2)u_2\} + \\ &\quad + M\{(y_1 + k_{21}y_2)(y_2 + k_{12}y_1)\}; \end{aligned} \quad (3.2.3)$$

$$\begin{aligned} M\{e_2(t_1), e_1(t_2)\} &= M\{(u_2 - (y_2 + k_{12}y_1))(u_1 - (y_1 + k_{21}y_2))\} = \\ &= M\{u_2u_1 - u_2(y_1 + k_{21}y_2) - (y_2 + k_{12}y_1)u_1 + (y_2 + k_{12}y_1)(y_1 + k_{21}y_2)\} = \\ &= k_{21} - M\{u_2(y_1 + k_{21}y_2)\} - M\{(y_2 + k_{12}y_1)u_1\} + \\ &\quad + M\{(y_2 + k_{12}y_1)(y_1 + k_{21}y_2)\}. \end{aligned} \quad (3.2.4)$$

Уравнения (3.2.3) и (3.2.4) получены с учетом голономности межканальных связей и условий $M\{u_1(t_1), u_2(t_2)\} = k_{12}, M\{u_2(t_1), u_1(t_2)\} = k_{21}$. С другой стороны, с учетом структуры приемника (рисунок 3.2.1), свойства когерентности и идеальности канала связи имеем

$$u_1 = u_1 = y_1 + e_1 + k_{21}y_2; \quad (3.2.5)$$

$$u_2 = u_2 = y_2 + e_2 + k_{12}y_1, \quad (3.2.6)$$

где $u_1 = u_2$ — сигналы оценки входных процессов u_1, u_2 соответственно.

Подставляя (3.2.5), (3.2.6) в (3.2.3), (3.2.4) соответственно, после тождественных преобразований, получим

$$\begin{aligned} M\{e_1, e_2\} = & -k_{21}k_{12}M\{y_2y_1\} + k_{12}[1 - M\{y_1y_1\} - M\{e_1y_1\}] - \\ & -k_{21}[M\{y_2y_2\} + M\{y_2e_2\}] - [M\{y_1y_2\} + M\{y_1e_2\}] + M\{e_1y_2\}; \end{aligned} \quad (3.2.7)$$

$$\begin{aligned} M\{e_2, e_1\} = & -k_{12}k_{21}M\{y_1y_2\} + k_{21}[1 - M\{y_2y_2\} - M\{e_2y_2\}] - \\ & -k_{12}[M\{y_1y_1\} + M\{y_1e_1\}] - [M\{y_2y_1\} + M\{y_2e_2\} + M\{e_2y_1\}]. \end{aligned} \quad (3.2.8)$$

Перенося левую часть (3.2.7), (3.2.8) вправо, систему нелинейных уравнений можно переписать в виде

$$\begin{cases} k_{21}k_{12}M\{y_2y_1\} - k_{12}[1 - M\{y_1y_1\} - M\{e_1y_1\}] + k_{21}[M\{y_2y_2\} + \\ + M\{y_2e_2\}] + [M\{y_1y_2\} + M\{y_1e_2\} + M\{e_1y_2\} + M\{e_1, e_2\}] = 0; \\ k_{12}k_{21}M\{y_1y_2\} - k_{21}[1 - M\{y_2y_2\} - M\{e_2y_2\}] + k_{12}[M\{y_1y_1\} + \\ + M\{y_1e_1\}] + [M\{y_2y_1\} + M\{y_2e_2\} + M\{e_2y_1\}] + M\{e_2, e_1\} = 0, \end{cases} \quad (3.2.9)$$

которую необходимо решить относительно неизвестных $k_{12}(\tau)$, $k_{21}(\tau)$.

Выражения под знаком $M\{\bullet\}$ представляют известные авто-, взаимные корреляционные функции сигналов приемника КДП, доступные измерениям. Существование единственного аналитического решения ((3.2.9)) возможно, по крайней мере, количество уравнений совпадает с количеством неизвестных. Однако система нелинейных уравнений может дать неоднозначное число решений. При этом выбор однозначного решения ((3.2.9)) осуществляется после дополнительных проверок, о которых будет сказано ниже.

В общем случае будем иметь систему из $n(n-1)$ нелинейных уравнений, для которых нахождение аналитического решения достаточно трудоемко. В этом случае поиск решения можно проводить приближенными методами, например, методами простых итераций, Ньютона и т.п. «Нагрузка» приемника дополнительными вычислениями приводит к его усложнению, повышает требования к его быстродействию, влияет на энергоэффективность системы связи.

3.3 Построение поисковой самонастраивающейся приемной части координированного дифференциального преобразователя на основе алгоритмов многомерной оптимизации

Недостатки беспоискового приемника системы КДП основываются на допущениях, которые были сформулированы при его построении. Первый – самый существенный основан на идеализации канала передачи (связи). Сигнал при передаче по каналам связи подвергается различным искажениям: линейным и нелинейным, обусловленные частотными и временными характеристиками каналов; под действием разнообразных заранее неизвестных помех и шумов природного или искусственного происхождения. Все это в совокупности приводит к тому, что принимаемый сигнал воспроизводится с ошибкой, требующей определенной коррекции.

Помимо идентификации перекрестной корреляции между исходными сигналами требуется также учесть «рассинхронизацию», т.е. потерю когерентности в функционировании передающей и приемной частей системы КДП.

Для упрощения анализа рассмотрим 2-х канальную систему, за основу построения поискового приемника системы КДП возьмем уравнения (3.2.7), (3.2.8), которые перепишем в виде

$$\begin{aligned} M\{e_1, e_2\} \approx & -k_{21}k_{12}M\{y_2^*y_1^*\} + k_{12}[1 - M\{y_1^*y_1^*\} - M\{e_1y_1^*\}] - \\ & -k_{21}[M\{y_2^*y_2^*\} + M\{y_2^*e_2\}] - [M\{y_1^*y_2^*\} + M\{y_1^*e_2\}] + M\{e_1y_2^*\}; \end{aligned} \quad (3.3.1)$$

$$\begin{aligned} M\{e_2, e_1\} \approx & -k_{12}k_{21}M\{y_1^*y_2^*\} + k_{21}[1 - M\{y_2^*y_2^*\} - M\{e_2y_2^*\}] - \\ & -k_{12}[M\{y_1^*y_1^*\} + M\{y_1^*e_1\}] - [M\{y_2^*y_1^*\} + M\{y_2^*e_2\}] + M\{e_2y_1^*\}. \end{aligned} \quad (3.3.2)$$

Отличие приведенных уравнений от (3.2.7), (3.2.8) заключается в том, что знак равенства заменен на знак приближения, т.к. (3.2.7), (3.2.8) получены из условия идеальности канала связи и когерентности передающей и приемной частей системы КДП. В реальных принимаемых сигналах $e_1(\tau)$, $e_2(\tau)$ «имеются» ошибки – погрешности, вносимые каналом связи, которые не могут обеспечить математически равенство правой и левой частей уравнений (3.2.7), (3.2.8). Также удобно сигналы с соответствующих выходов модуля предсказателя y_1 , y_2 заменить

сигналами y_1^* , y_2^* , в которых отчасти учитываются погрешности, обусловленные тактовой рассинхронизацией. Т.е. с помощью такого подхода можно перенести учет временного запаздывания потери когерентности на сигналы y_1^* , y_2^* . Тогда в качестве примера математическую модель y_1^* , y_2^* при флюктуации величины шага дискретизации можно представить в виде (если в качестве динамической части приемника КДП выступает экстраполятор 0-го порядка)

$$Y_1^*(s) = \frac{1 - e^{-(\Delta T_0 + \delta T)s}}{s} E_1(s), \quad Y_2^*(s) = \frac{1 - e^{-(\Delta T_0 + \delta T)s}}{s} E_2(s), \quad (3.3.3)$$

Где $\Delta T_0, \delta T \in [\delta T_{\min}, \delta T_{\max}]$ — соответственно базовое (стационарное) значение шага дискретизации и девиация (флюктуация) шага дискретизации с известными пределами изменения; $Y_1^*(s) = L\{y_1^*(t)\}$, $Y_2^*(s) = L\{y_2^*(t)\}$.

Разложим передаточную функцию экстраполатора ряд Тейлора в окрестности точки $\Delta T_0 = \text{const}$ базового режима по переменной $\Delta T = \Delta T_0 + \delta T$ (считая δT малой величиной), получим

$$\begin{aligned} \frac{1 - e^{-(\Delta T_0 + \delta T)s}}{s} &= \left. \frac{1 - e^{-\Delta T s}}{s} \right|_{\Delta T = \Delta T_0} + \left. \frac{\partial}{\partial \Delta T} \left(\frac{1 - e^{-\Delta T s}}{s} \right) \right|_{\Delta T = \Delta T_0} (\Delta T - \Delta T_0) + O = \\ &= \frac{1 - e^{-\Delta T_0 s}}{s} + e^{-\Delta T_0 s} \delta T + O, \end{aligned} \quad (3.3.4)$$

где O — бесконечная малая величина высоких порядков, которую полагаем в пределе равной нулю.

Подставим линеаризованную передаточную функцию экстраполатора (3.3.4) в (3.3.2)

$$\begin{aligned} Y_{1,2}^*(s) &= \left(\frac{1 - e^{-\Delta T_0 s}}{s} + e^{-\Delta T_0 s} \delta T \right) E_{1,2}(s) = \\ &= \frac{1 - e^{-\Delta T_0 s}}{s} E_{1,2}(s) + e^{-\Delta T_0 s} \delta T E_{1,2}(s) = Y_{1,2}(s) + \Delta Y_{1,2}(s), \end{aligned} \quad (3.3.5)$$

где $\Delta Y_{1,2}(s) = e^{-\Delta T_0 s} \delta T E_{1,2}(s)$ — изменение изображения $Y_{1,2}(s)$ сигнала(ов) $y_{1,2}(\tau)$, обусловленного девиацией шага квантования экстраполатора.

Выражение (3.3.5) во временной области примет вид

$$y_{1,2}^*(\tau) = y_{1,2}(\tau) + \Delta y_{1,2}(\tau) = y_{1,2}(\tau) + \delta T e_{1,2}(\tau - \Delta T_0), \quad (3.3.6)$$

где $\Delta y_{1,2}(\tau) = \delta T e_{1,2}(\tau - \Delta T_0)$ – оригинал $Y_{1,2}(s)$.

Построение поискового приемника будет связано с определением взаимных корреляционных функций $k_{12}(\tau)$, $k_{21}(\tau)$ межканальных связей и параметра запаздывания δT , характеризующий изменение шага дискретизации ΔT (3.3.2), доставляющего минимум целевой функции $J(k_{12}, k_{21}, \delta T)$ вида

$$\begin{aligned} J(k_{12}, k_{21}, \delta T) = & [k_{21}k_{12}M\{y_2^*y_1^*\} - k_{12}[1 - M\{y_1^*y_1^*\} - M\{e_1y_1^*\}] + k_{21}[M\{y_2^*y_2^*\} + \\ & + M\{y_2^*e_2\}] + [M\{y_1^*y_2^*\} + M\{y_1^*e_2\} + M\{e_1y_2^*\} + M\{e_1, e_2\}]]^2 + [k_{12}k_{21}M\{y_1^*y_2^*\} - \\ & - k_{21}[1 - M\{y_2^*y_2^*\} - M\{e_2y_2^*\}] + k_{12}[M\{y_1^*y_1^*\} + M\{y_1^*e_1\}] + \\ & + [M\{y_2^*y_1^*\} + M\{y_2^*e_2\} + M\{e_2y_1^*\} + M\{e_2, e_1\}]]^2. \end{aligned} \quad (3.3.7)$$

Функционал (3.3.7) получен из (3.3.1), (3.3.2) путем переноса правой части уравнений влево, возведением в квадрат, и последующим суммированием.

Из (3.3.7) видно, что компоненты функционала $J(k_{12}, k_{21}, \delta T)$ дифференцируемы по переменным k_{12} , k_{21} . Определение производных компонент функционала по δT осложнено, т.к. этот параметр в (3.3.7) не выступают в явной форме. Поэтому при поиске экстремума (3.3.7) удобно применить комбинацию прямого метода оптимизации в сочетании с градиентным методом, например, наискорейшего спуска. Блок-схема алгоритма вычисления оптимальных параметров поискового самонастраивающегося приемника КДП самонастраивающегося приемника системы КДП приведена на рисунке 3.3.1.

Вкратце опишем алгоритм. Блоки 1-2 определяют начальную установку поискового алгоритма, включающего i – номер итерации, параметр запаздывания δT . В блоке 2 задают реализацию процессов $y_1^*(\tau)$, $y_2^*(\tau)$ $\forall \tau \in [0, T]$ и находят соответствующие «корреляции» (корреляционные функции) между реализациями y_1^* , y_2^* , e_1 , e_2 (см. (3.3.7)), являющиеся исходными данными функционала

$J(k_{12}, k_{21}, \delta T)$. Блоки 5-8 реализует алгоритм градиентного спуска. Результатом данного алгоритма является определение локальных оптимальных реализаций $k_{12}^*(\tau)$, $k_{21}^*(\tau)$ ($\tau \in [0, T]$) коэффициентов межканальных перекрестных связей

приемника для «промежуточной флуктуации» величины шага дискретизации. Второй контур цикла оптимизации, включающий блоки 9, 10, обеспечивает поиск минимума функционала по всему диапазону изменения параметра $\delta T \in [\delta T_{\min}, \delta T_{\max}]$. Блоке 11 для каждого отсчета $\tau \in [0, T]$ можно определить функционал с наименьшим значением из всего множества значений функционалов для всех его итераций $J^*(k_{12}, k_{21}, \delta T) = \min\{J^1(\bullet), J^2(\bullet), J^3(\bullet), \dots\}$, аргументы которого $k_{12}^*(\tau), k_{21}^*(\tau), \delta T^*(\tau)$ есть результат решения задачи.

Следует отметить о сходимости и скорости сходимости алгоритма. Известно о нескольких основных модификациях градиентных алгоритмах оптимизации: методы градиентного спуска с постоянным шагом, с дроблением шага, наискорейшего и покоординатного спуска Гаусса-Зейделя, метод сопряженных градиентов. В нашем случае нас интересует компромисс между точностью решения (естественно, при условии сходимости) и темпом (скоростью) сходимости. Выбор пал на метод наискорейшего спуска, в котором λ^j – величина шага оптимизации (расстояние, на которое надо передвинуться в поисках экстремума в направлении антиградиента) определяется из минимума функции, задаваемой функционалом

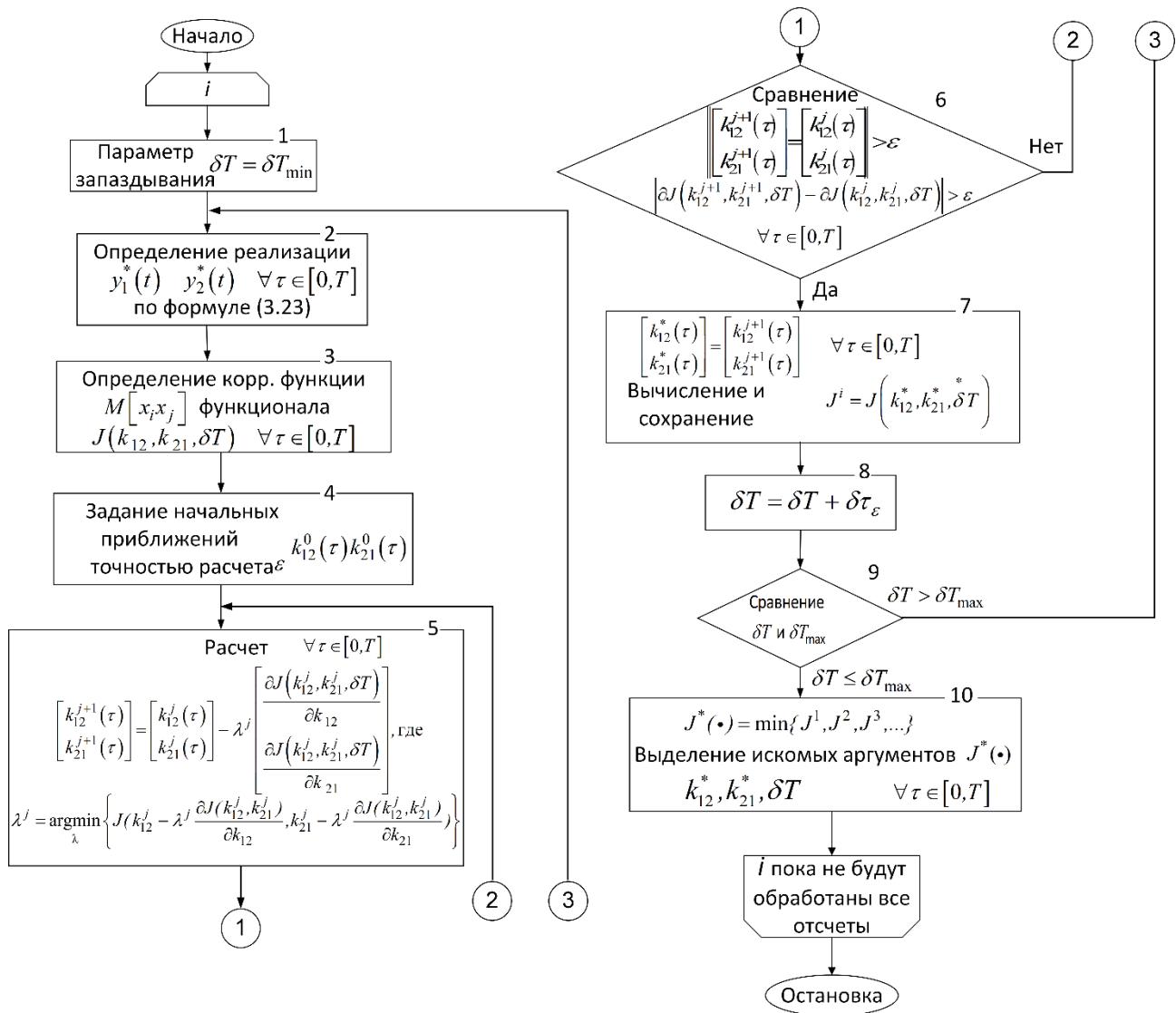


Рисунок 3.3.1 – Блок-схема определения параметров самонастраивающегося приемника системы КДП

$J(\bullet)$ (см. рисунок 3.3.1) в виде

$$\lambda^j = \arg \min_{\lambda} \left\{ J(k_{12}^j - \lambda^j \frac{\partial J(k_{12}^j, k_{21}^j)}{\partial k_{12}}, k_{21}^j - \lambda^j \frac{\partial J(k_{12}^j, k_{21}^j)}{\partial k_{21}}) \right\}, \quad (3.3.8)$$

при котором она соизмеряется со скоростью изменения (производной) функционала по всем «направлениям» градиента. Последнее должно обеспечить сходимость алгоритма в части градиентного поиска.

Как было установлено ранее, в процессе идентификации параметров передающей части системы КДП, в частности в процессе решения нелинейных уравнений (3.2.9), поиска минимума нелинейного функционала (3.3.7) возникает

множество неоднозначных решений. Поэтому возникает необходимость в проверке их достоверности. В качестве метода проверки можно использовать моделирование работы передающей части в приемном устройстве системы КДП, в которой используются идентифицированные параметры, полученные в процессе настройки приемника. Также эта модель (в силу развития современных цифровых технологий) может дополняться имитацией шумами, искажениями и т.п. канальной части системы. Тогда нетрудно убедиться в достоверности получаемых результатов путем сравнения реальных (принимаемых) и виртуальных (смоделированных). В этом случае в качестве метрики может применяться, например, минимум евклидовой метрики или евклидово расстояния.

Приведённый пример системы КДП демонстрирует возможность реализации процесса восстановления информации о коэффициентах межканальной корреляции исходных сигналов в условиях параметрической неопределенности без необходимости использования дополнительных служебных каналов.

3.4 Оптимальный прием сигналов для координированного дифференциального преобразователя в условиях параметрической неопределенности

В каждом канале связи многоканальной системы КДП действуют помеха $N=[n(t)]_{1 \times n}$, искажающая передаваемый сигнал (рис.3.1.1). Помеха негативным образом влияет на восстановление передаваемого сигнала, обусловленного структурной особенностью схемы приемника КДП. Из рисунка 3.1.1 видно, что в случае отсутствия фильтрации (на схеме рис. 3.1.1 она изображена в виде прямоугольника с пунктирной линией), помеха напрямую «проникает» через устройство суммирования на выход приемника. Более того, помеха будет вызывать ошибку определения взаимной межканальной функции корреляции сигналов КДП, функционирующего в условиях самонастройки, и опять-таки приводящей к их искажениям.

Поэтому дальнейшей задачей является устранение негативного влияния помехи на приеме в системе КДП, или повышение ее помехоустойчивости системы

КДП. Повысить помехоустойчивость системы можно многими способами. Наиболее простым и надежным способом может стать фильтрация входящих в приемник КДП сигналов. Более конкретно, задачей будет являться синтез стационарной передаточной функции $W_\phi(s)$ в каждом канале КДП-кодера, образующих систему однотипных фильтров $\text{diag}[W_\phi(s)]_{n \times n}$ (см. рис. 3.1.1). Задачу удобно решать в рамках синтеза оптимальных линейных систем с бесконечной памятью [95].

Однако для решения подобной задачи нужно обойти некоторую трудность, заключающуюся в стохастической нестационарности входных сигналов $\mathbf{E}=[e_1, \dots, e_n]^T$, являющиеся о сути результатом линейной обработки входных воздействий $\mathbf{U}=[u_1, \dots, u_n]^T$. Будем считать, что сигналы $e_i(t)$ ($i = \overline{1, n}$) квазистационарны, что в нашем понимании означает:

а) время их существования можно искусственно продлить за пределы наблюдения $[0, T_{\max}]$;

б) значения автокорреляционной функции $K_{ii}^e(t_1, t_2)$ укладываются «в трубке точности» предельных значений нижней $\underline{K}_{ii}^e(t_2 - t_1) = \underline{K}_{ii}^e(\tau)$ и верхней $\overline{K}_{ii}^e(\tau)$ автокорреляционных функций «аппроксимирующих» исходный $e_i(t)$ сигнал некоторыми стационарными случайными процессами.

Тогда по теореме Хинчина [95] для каждой стационарного сигнала можно допустить существование спектральных плотностей мощности (СПМ), т.е. $\Psi_{ii}^e(s) = L\{\underline{K}_{ii}^e(\tau)\}$, $\overline{\Psi}_{ii}^e(s) = L\{\overline{K}_{ii}^e(\tau)\}$ (L – оператор преобразования Лапласа, s – комплексная переменная Лапласа), которые будем называть соответственно предельными нижней, и верхней границами СПМ сигнала $e_i(t)$. С точки зрения учета предельных границ параметров сигнала $e_i(t)$ в процессе его обработки система является интервальной. Однако $W_\phi(s)$ будем искать в качестве общей по всем параметрам предельных границ.

Для простоты помеху $n(t)$ будем считать стационарной и «одинаковой» во всех каналах многоканальной системы КДП, и для которой существует спектральная плотность $\psi_{nn}(s)$.

Задача синтеза одноканального оптимального фильтра иллюстрируется схемой на рисунке 3.4.1, где $\hat{e}_i(t) = e_i(t) + n(t)$ – фактический «зашумленный» сигнал на входе фильтра; $\hat{e}_i(t)$ – оцениваемый сигнал на выходе; $\Delta e_i(t) = \hat{e}_i(t) - e_i(t)$ – разность между фактическим и желаемым сигналами на выходе фильтра, характеризуемый ошибку системы фильтрации; $W_\phi(s)$ – передаточная функция фильтра. Также будем считать, что все представленные сигналы являются центрированными случайными процессами, для них существуют преобразования Лапласа, т.е. $E_i(s) = L\{e_i(t)\}$, $\hat{E}_i(t) = L\{\hat{e}_i(t)\}$, $E_i(t) = L\{\hat{e}_i(t)\}$, $\Delta E_i(t) = L\{\Delta e_i(t)\}$.

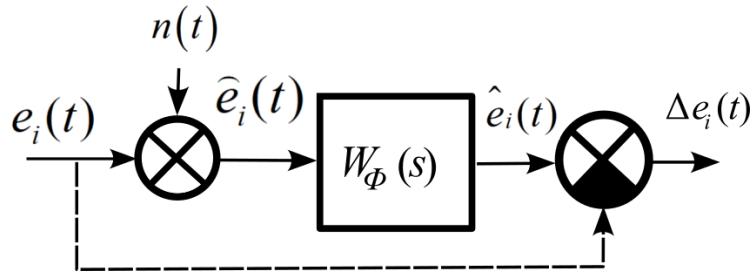


Рисунок 3.4.1 Схема оптимальной фильтрации

Математически задача синтеза фильтрующего устройства состоит в определении общей устойчивой физически реализуемой передаточной функции $W_\phi(s)$ интервальной оптимальной системы, которая минимизирует функционал J вида

$$\begin{aligned} J(W_\phi(s)) &= \alpha \underline{\sigma}^2 + \beta \bar{\sigma}^2 = \\ &= \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} M \left\{ \alpha \cdot \Delta \underline{E}(s) \Delta \underline{E}(-s) + \beta \cdot \Delta \bar{E}(s) \Delta \bar{E}(-s) \right\} ds, \end{aligned} \quad (3.4.1)$$

где $\underline{\sigma}^2 = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} M \left\{ \Delta \underline{E}(s) \Delta \underline{E}(-s) \right\} ds$ – дисперсия ошибки $\Delta E(s)$ по нижней границе;

$\bar{\sigma}^2 = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} M \left\{ \Delta \bar{E}(s) \Delta \bar{E}(-s) \right\} ds$ – дисперсия ошибки по верхней границе; коэффициенты α и β являются весовыми коэффициентами (если

возможно, вероятностями), определяющими «значимость» составляющих функционала (3.4.1); также функционал (3.4.1) представлен в предположении $\Delta \underline{E}_i(s) = \Delta \underline{E}(s)$ и $\Delta \bar{E}_i(s) = \Delta \bar{E}(s)$ для всех $i = \overline{1, n}$.

Решение задачи построен на методе, изложенном [95]. Не делая трудоемких математических выкладок, достаточно очевидно, что задача оптимизации сводится к решению модифицированного уравнения Винера-Хопфа

$$\alpha \cdot (\underline{\Psi}_{ee}^{\sim}(s)W_{\Phi}(s) - \underline{\Psi}_{ee}(s)) + \beta(\bar{\Psi}_{ee}^{\sim}(s)W_{\Phi}(s) - \bar{\Psi}_{ee}(s)) = \xi$$

или

$$(\alpha \underline{\Psi}_{ee}^{\sim}(s) + \beta \bar{\Psi}_{ee}^{\sim}(s))W_{\Phi}(s) - (\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \bar{\Psi}_{ee}(s)) = \xi, \quad (3.4.2)$$

где $\underline{\Psi}_{ee}^{\sim}(s) = \lim_{T \rightarrow \infty} M \left[\frac{\underline{E}(-s)\underline{E}(s)}{T} \right]$, $\bar{\Psi}_{ee}^{\sim}(s) = \lim_{T \rightarrow \infty} M \left[\frac{\bar{E}(-s)\bar{E}(s)}{T} \right]$ – соответственно

авто- СПМ сигнала $\underline{E}(s)$, взаимная СПМ сигналов $\underline{E}(s)$ и $\bar{E}(s)$, характеризуемые нижней параметрической границей;

$\bar{\Psi}_{ee}^{\sim}(s) = \lim_{T \rightarrow \infty} M \left[\frac{\bar{E}(-s)\bar{E}(s)}{T} \right]$, $\underline{\Psi}_{ee}^{\sim}(s) = \lim_{T \rightarrow \infty} M \left[\frac{\underline{E}(-s)\bar{E}(s)}{T} \right]$ – те же СПМ, но

характеризуемые верхней параметрической границей; ξ – неизвестная функция, все полюсы которой находятся в правой полуплоскости комплексной области.

Так как функция $\alpha \underline{\Psi}_{ee}^{\sim}(s) + \beta \bar{\Psi}_{ee}^{\sim}(s)$, представленная суммой четных функций, четная, то ее всегда можно факторизовать, т.е. представить в виде произведения двух функций, одна из которых $[\alpha \underline{\Psi}_{ee}^{\sim}(s) + \beta \bar{\Psi}_{ee}^{\sim}(s)]^+$ имеет полюсы и нули в левой полуплоскости, а другая $[\alpha \underline{\Psi}_{ee}^{\sim}(s) + \beta \bar{\Psi}_{ee}^{\sim}(s)]^-$ в правой, т.е.

$$\alpha \underline{\Psi}_{ee}^{\sim}(s) + \beta \bar{\Psi}_{ee}^{\sim}(s) = [\alpha \underline{\Psi}_{ee}^{\sim}(s) + \beta \bar{\Psi}_{ee}^{\sim}(s)]^+ = [\alpha \underline{\Psi}_{ee}^{\sim}(s) + \beta \bar{\Psi}_{ee}^{\sim}(s)]^-. \quad (3.4.3)$$

Разделим все члены уравнения (3.4.2) на $[\alpha \underline{\Psi}_{ee}^{\sim}(s) + \beta \bar{\Psi}_{ee}^{\sim}(s)]^-$ и с учетом (3.4.3), найдем

$$\begin{aligned}
& [\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \overline{\Psi}_{ee}(s)]^+ W_\phi(s) - \frac{\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \overline{\Psi}_{ee}(s)}{[\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \overline{\Psi}_{ee}(s)]^-} = \\
& = \frac{\xi}{[\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \overline{\Psi}_{ee}(s)]^-}.
\end{aligned} \tag{3.4.4}$$

Первое слагаемое $[\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \overline{\Psi}_{ee}(s)]^+ W_\phi(s)$ имеет все полюсы в левой полуплоскости, так как его сомножители обладают эти свойством по определению.

Второе слагаемое $\frac{\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \overline{\Psi}_{ee}(s)}{[\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \overline{\Psi}_{ee}(s)]^-}$ имеет полюсы, как в левой, так и в

правой части комплексной области. Третий член (3.4.4) имеет нули и полюсы в правой полуплоскости.

Ко второму слагаемому (3.4.4) применяется операция сепарации [95], т.е. второе слагаемое представляется в виде суммы

$$\begin{aligned}
& \frac{\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \overline{\Psi}_{ee}(s)}{[\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \overline{\Psi}_{ee}(s)]^-} = \left[\frac{\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \overline{\Psi}_{ee}(s)}{[\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \overline{\Psi}_{ee}(s)]^-} \right]_+ + \\
& + \left[\frac{\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \overline{\Psi}_{ee}(s)}{[\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \overline{\Psi}_{ee}(s)]^-} \right]_-,
\end{aligned} \tag{3.4.5}$$

где слагаемое $[\bullet]_+$ имеет все полюсы в левой, а второе $[\bullet]_-$ – в правой полуплоскости. Подставим (3.4.2) в (3.4.5) и вынесем второе слагаемое (3.4.5) полученного уравнения в его правую часть

$$\begin{aligned}
& [\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \overline{\Psi}_{ee}(s)]^+ W_\phi(s) - \left[\frac{\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \overline{\Psi}_{ee}(s)}{[\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \overline{\Psi}_{ee}(s)]^-} \right]_+ = \\
& = \frac{\xi}{[\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \overline{\Psi}_{ee}(s)]^-} + \left[\frac{\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \overline{\Psi}_{ee}(s)}{[\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \overline{\Psi}_{ee}(s)]^-} \right]_-.
\end{aligned} \tag{3.4.6}$$

Оба члена левой части уравнении (3.4.6) имеют все полюсы в левой полуплоскости, оба члена правой части этого уравнения – все полюсы в правой полуплоскости. Поэтому функция комплексного переменного (3.4.6) должна быть

аналитической во всей плоскости и ограниченной, следовательно, должна быть константой. Для большинства физически реализуемых процессов их СПМ, когда модуль аргумента $|s| \rightarrow \infty$, обращаются в нуль, поэтому (3.4.6) можно записать в виде

$$[\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \bar{\Psi}_{ee}(s)]^+ W_\phi(s) - \left[\frac{\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \bar{\Psi}_{ee}(s)}{[\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \bar{\Psi}_{ee}(s)]^-} \right]_+ = 0,$$

Откуда искомая передаточная функция $W_\phi(s)$ оптимального фильтра равна

$$W_\phi(s) = \frac{1}{[\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \bar{\Psi}_{ee}(s)]^+} \left[\frac{\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \bar{\Psi}_{ee}(s)}{[\alpha \underline{\Psi}_{ee}(s) + \beta \bar{\Psi}_{ee}(s)]^-} \right]_+. \quad (3.4.7)$$

Рассмотрим характерный пример. Пусть автокорреляционная функция принимаемых случайных центрированных сигналов $e_i(t)$ системы КДП аппроксимируется функцией вида $K_{ii}^e(\tau) = \sigma_i^2 \exp(-\lambda_i |\tau|)$, характеризующая стационарный случайный процесс. При этом параметры этой функции для всех сигналов изменяются в пределах: $\sigma_i^2 \in [\underline{\sigma}_i^2, \bar{\sigma}_i^2]$, $\lambda_i \in [\underline{\lambda}_i^2, \bar{\lambda}_i^2]$ на временном интервале $t \in [0, T]$ (рисунок 3.4.2). Реальная автокорреляционная функция входящих сигналов ошибок предсказания $K_{ii}^e(t_1, t_2) \approx K_{ii}^e(t_2 - t_1)$ «располагается» между предельными автокорреляционными функциями $K_{ii}^e(\tau) = \underline{\sigma}_i^2 \exp(-\underline{\lambda}_i |\tau|)$, $\bar{K}_{ii}^e(\tau) = \bar{\sigma}_i^2 \exp(-\bar{\lambda}_i |\tau|)$, которые распространяются далее временного интервала $[0, T]$.

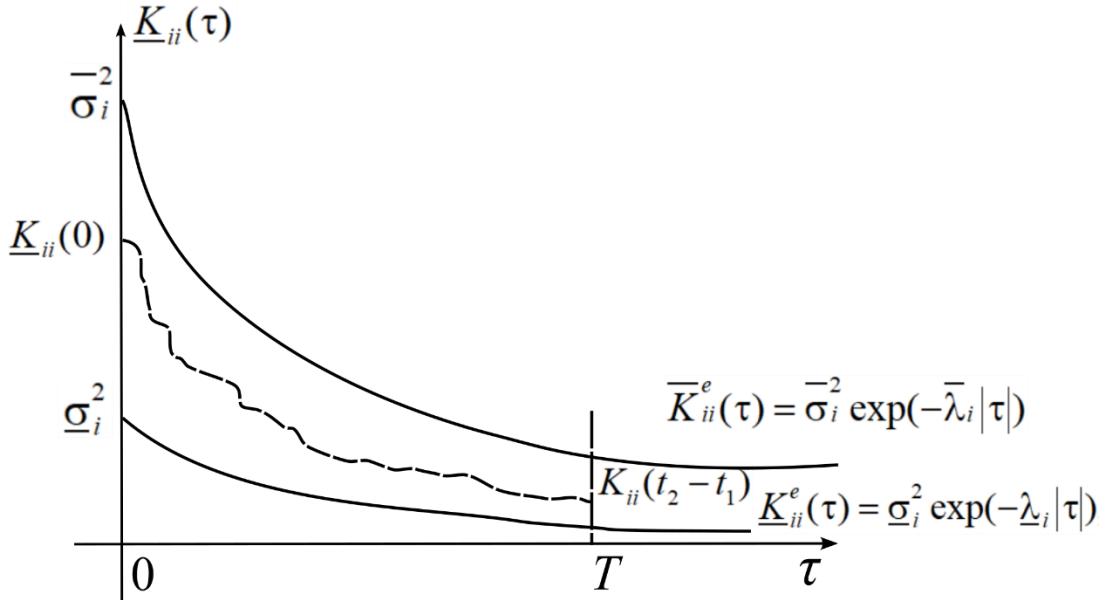


Рисунок 3.4.1 Автокорреляционные функции реальная и предельные сигналы $e_i(t)$

СПМ $\Psi_{ee}(s) = \lim_{T \rightarrow \infty} M \left[\frac{E(-s)E(s)}{T} \right]$ входящих сигналов $e_i(t)$ определяется по

теореме Хинчина [95]

$$\begin{aligned} \Psi_{ee}(s) &= \int_{-\infty}^{+\infty} K_{ii}^e(\tau) \exp(-st) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \sigma_i^2 \exp(-\lambda_i |\tau|) \exp(-st) dt = \\ &= \frac{\sigma_i^2}{\lambda_i - s} \exp(\lambda_i \tau) \Big|_{-\infty}^0 + \frac{\sigma_i^2}{\lambda_i + s} \exp(-\lambda_i \tau) \Big|_0^{+\infty} = \frac{2\sigma_i^2 \lambda_i}{\lambda_i^2 - s^2}. \end{aligned}$$

Тогда предельные нижняя $\underline{\Psi}_{ee}(s)$ и верхняя $\bar{\Psi}_{ee}(s)$ границы СПМ соответственно будут определяться в виде $\underline{\Psi}_{ee}(s) = \frac{2\underline{\sigma}_i^2 \underline{\lambda}_i}{\underline{\lambda}_i^2 - s^2} = \frac{\underline{a}^2}{\underline{\lambda}_i^2 - s^2}$ и

$$\bar{\Psi}_{ee}(s) = \frac{2\bar{\sigma}_i^2 \bar{\lambda}_i}{\bar{\lambda}_i^2 - s^2} = \frac{\bar{a}^2}{\bar{\lambda}_i^2 - s^2} \quad (\text{где } \underline{a}^2 = 2\underline{\sigma}_i^2 \underline{\lambda}_i, \bar{a}^2 = 2\bar{\sigma}_i^2 \bar{\lambda}_i).$$

Помеху $n(t)$ будем считать некоррелированной с $e_i(t)$, СПМ $\Psi_{hh}(s) = 1/h^2$ которой соответствует СПМ белого шума.

Задачей остается синтез передаточной функции фильтра $W_\phi(s)$ интервальной оптимальной системы, которая минимизирует функционал J вида (3.4.1), и обеспечивает выделение полезного сигнала на фоне шума.

Решение задачи можно несколько упростить по сравнению с вышеприведенной методикой. Для этого вместо общего модифицированного уравнения Винера-Хопфа (3.4.2) выпишем два уравнения

$$\begin{aligned}\underline{\Psi}_{ee}^-(s)W_\Phi^1(s) - \underline{\Psi}_{ee}^+(s) &= \xi_1, \\ \overline{\Psi}_{ee}^-(s)W_\Phi^2(s) - \overline{\Psi}_{ee}^+(s) &= \xi_2\end{aligned}\tag{3.4.7}$$

и решим их по отдельности относительно W_Φ^1, W_Φ^2 (здесь и далее переменная Лапласа s опущена) (ξ_1, ξ_2 – неизвестные комплексные функции, нули полюса которых лежат в правой полуплоскости).

Для первого уравнения с учетом $\underline{\Psi}_{en} = \underline{\Psi}_{ne} = 0$ имеем

$$\begin{aligned}\underline{\Psi}_{ee}^- &= \lim_{T \rightarrow \infty} M \left[\frac{\underline{E}(-s)\underline{E}(s)}{T} \right] = \underline{\Psi}_{ee} + \Psi_{nn} = \frac{\underline{a}^2}{\underline{\lambda}_i^2 - s^2} + \frac{1}{h^2} = \frac{\underline{a}^2 h^2 + \underline{\lambda}_i^2 - s^2}{h^2(\underline{\lambda}_i^2 - s^2)}; \\ \underline{\Psi}_{ee}^+ &= \lim_{T \rightarrow \infty} M \left[\frac{\underline{E}(-s)\underline{E}(s)}{T} \right] = \underline{\Psi}_{ee} = \frac{\underline{a}^2}{\underline{\lambda}_i^2 - s^2}.\end{aligned}$$

Факторизация $\underline{\Psi}_{ee}^-$ дает

$$\underline{\Psi}_{ee}^- = \underline{\Psi}_{ee}^+ \underline{\Psi}_{ee}^- = \left[\frac{A+s}{h(\underline{\lambda}_i + s)} \right] \left[\frac{A-s}{h(\underline{\lambda}_i - s)} \right],$$

где $A^2 = \underline{a}^2 h^2 + \underline{\lambda}_i^2$.

Разделяя правую и левую части первого уравнения (3.4.7) на $\underline{\Psi}_{ee}^- = \left[\frac{A-s}{h(\underline{\lambda}_i - s)} \right]$, получим

$$\underline{\Psi}_{ee}^+ W_\Phi^1 - \underline{\Psi}_{ee}^+ / \underline{\Psi}_{ee}^- = \xi_1 / \underline{\Psi}_{ee}^-,$$

где к свободному слагаемому путем его разложения на простые дроби применим операцию сепарации с последующим выбором дроби, полюс которой расположен в левой части комплексной плоскости

$$\begin{aligned} \left[\hat{\Psi}_{ee} / \hat{\Psi}_{ee}^- \right]_+ &= \left[\frac{\underline{a}^2}{\underline{\lambda}_i^2 - s^2} \frac{h(\underline{\lambda}_i - s)}{\underline{A} - s} \right]_+ = \\ &= \left[\frac{\underline{a}^2 h}{(\underline{\lambda}_i + s)(\underline{A} - s)} \right]_+ = \left[\frac{\underline{a}^2 h / (\underline{A} + \underline{\lambda}_i)}{\underline{\lambda}_i + s} + \frac{\underline{a}^2 h / (\underline{A} + \underline{\lambda}_i)}{\underline{A} - s} \right]_+ = \frac{\underline{a}^2 h / (\underline{A} + \underline{\lambda}_i)}{\underline{\lambda}_i + s}. \end{aligned}$$

Окончательно для $W_\phi^1(s)$, получим

$$W_\phi^1(s) = \frac{\underline{a}^2 h^2 / (\underline{A} + \underline{\lambda}_i)}{\underline{A} + s}.$$

Проведя аналогичные действия по отношению к $W_\phi^1(s)$, получим

$$W_\phi^2(s) = \frac{\bar{a}^2 h^2 / (\bar{A} + \underline{\lambda}_i)}{\bar{A} + s},$$

где $\bar{A}^2 = \bar{a}^2 h^2 + \bar{\lambda}_i^2$.

Далее выберем коэффициенты инженерной значимости α, β . Можно положить $\alpha=\beta=0,5$. Тогда искомая оптимальная передаточная функция $W_\phi(s)$ приемной части системы КДП будет равна

$$W_\phi(s) = \frac{W_\phi^1(s) + W_\phi^2(s)}{2} = \frac{\underline{a}^2 h^2 / 2(\underline{A} + \underline{\lambda}_i)}{\underline{A} + s} + \frac{\bar{a}^2 h^2 / 2(\bar{A} + \underline{\lambda}_i)}{\bar{A} + s}.$$

Таким образом, можно получить достаточно простую передаточную функцию не, требующую сложной настройки. Искомая передаточная функция обеспечивает наилучшее выделение сигнала после соответствующей обработки канального радиосигнала, если такой применяется в системе передачи.

3.5 Выводы по третьей главе

1. Разработана схема «усредненного» приемника с детерминированными параметрами системы КДП, которую можно классифицировать как робастную систему с пассивной адаптацией. Такой приемник является достаточно простым устройством, в котором параметрическая неопределенность устраняется за счет усреднения параметров динамической и координирующей модулей передатчика системы КДП. При этом резко минимизируется передача дополнительных

сообщений по служебным каналам связи, позволяет увеличить энергоэффективность всей системы КДП.

2. Разработан метод построения беспоискового самонастраивающегося приемника системы КДП, которую можно классифицировать как активную систему адаптации первого уровня. Такой приемник в режиме реального времени вычисляет изменяющиеся значения координирующей части передатчика с помощью решении нелинейных уравнений, что практически исключает их передачу по служебным каналам связи. Последнее увеличивает канальную энергоэффективность системы, не ухудшает ее пропускную способность.

3. Разработан алгоритм построения поискового самонастраивающегося приемника системы КДП. Приемник можно классифицировать как активную систему адаптации второго уровня. Поисковый приемник вычисляет изменяющиеся значения координирующей части передатчика с помощью оптимизации целевой функции. Поисковый приемник не требует его полной когерентности с функционированием передающей части системы КДП, что позволяет настроить (адаптировать) шаг дискретизации динамического модуля предсказателя приемника с аналогичным модулем передатчика.

4. Предложен относительно простой метод повышения помехоустойчивости системы КДП-кодера, основанный на методе построения оптимального фильтра Винера-Хопфа. Особенность синтеза оптимального фильтра заключается, что неопределенность исходных характеристик сигналов, обусловленных их нестационарностью, заменена на интервальную со стационарными предельными характеристиками.

4 Применение и оценка эффективности координированного дифференциального преобразования в системах Интернета Вещей

Для оценки эффективности применения КДП в устройствах «Интернета вещей» был реализован макет экспериментальной сенсорной системы Интернета вещей. В рамках разработки программного решения для реализации КДП, были рассмотрены сценарии передачи низкоскоростного потока данных от датчиков распределенной сенсорной системы и передачи высокоскоростного потока данных в виде системы видеонаблюдения с интервальной съемкой.

4.1 Структура экспериментальной автономной беспроводной системы Интернета Вещей

Ограниченные ресурсы с точек зрения вычислительной сложности, памяти, пропускной способности и энергопотребления являются основными проблемами при проектировании беспроводных сенсорных сетей (англ. Wireless Sensor Network, WSN), особенно для сетей видеосенсоров (англ. Virtual Sensor Network, VSN). В связи с этим широкое внимание привлекли алгоритмы сжатия с учетом энергопотребления, предназначенные для WSN/VSN. Алгоритмы сжатия позволяют значительно снизить объем передаваемых данных и уменьшить нагрузку на WSN/VSN при сохранении приемлемого качества восстановления передаваемой информации, что особенно полезно в условиях ограниченной пропускной способности или при необходимости длительного хранения данных на серверах сетей [96]. Кроме того, при использовании датчиков камеры VSN сталкивается с новыми проблемами по сравнению с обычными скалярными WSN. Основными проблемами VSN являются следующие моменты:

1. Ограничение полосы пропускания – для передачи одного изображения требуется большее количество пакетов данных.
2. Ограничение возможностей обработки – узлы камеры и узлы пересылки быстрее расходуют энергию.

3. Ограничение мощности – приемопередатчик является наиболее энергоемким электронным компонентом сенсорного узла. Как правило, сжатие выполняется за счет использования корреляции пикселей и уменьшения избыточности пикселей. Методы сжатия изображений с низким уровнем сложности потребляют меньше энергии, что позволяет снизить затраты на эксплуатацию узлов камеры в сети, что является основным показателем производительности VSN.

Основываясь на описанных ограничениях, была разработана экспериментальная автономная беспроводная система Интернета вещей представляет собой децентрализованную сеть сенсорных устройств, включающую в себя маломощные датчики освещённости и температуры, а также датчики изображения для видеомониторинга типа OV2640. Компоненты данной системы представлены на рисунке 4.1.1 [97].

Эта интегрированная система предназначена для выполнения различных задач по сбору и передаче данных с целью мониторинга с применением КДП.

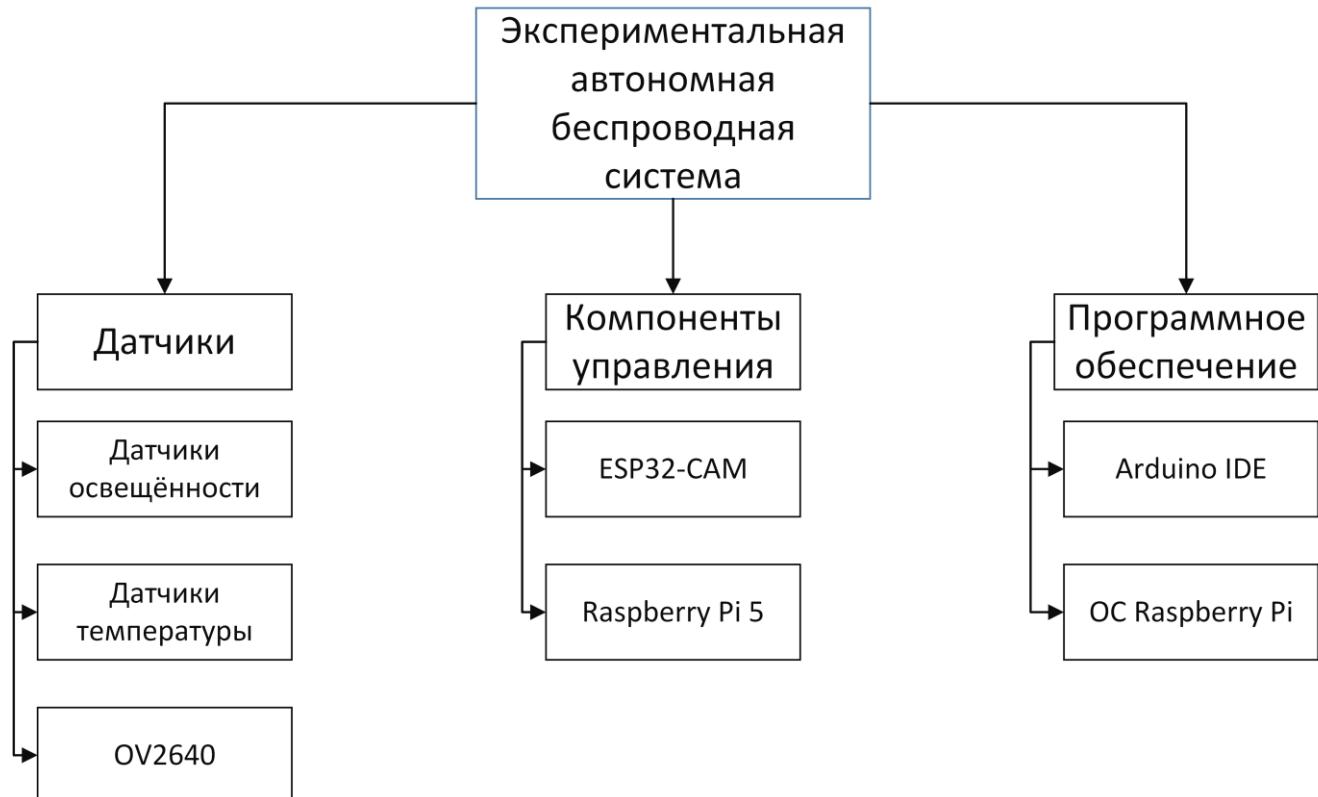


Рисунок 2.1.1 – Компоненты макета экспериментальной системы

Система оснащена централизованным сервером, работающим на основе протокола потоковой передачи в реальном времени (англ. Real Time Streaming Protocol, RTSP), который функционирует как основное принимающее устройство. Этот сервер выполняет функции сетевого менеджера, координируя работу датчиков и объединяя собранные данные для хранения и анализа. Для создания тестового прототипа была выбрана комбинация доступных и эффективных устройств:

- ESP32-CAM — микроконтроллер, оснащённый 2-мегапиксельной камерой OV2640, обладающий высокой вычислительной мощностью и доступной стоимостью. Он подходит для задач по обработке видеопотока и реализации RTSP-сервера.
- Raspberry Pi 5 — одноплатный компьютер, обладающий достаточной вычислительной мощностью для обработки и сжатия видеоданных. Кроме того, данный компьютер отличается высокой совместимостью с различными типами датчиков и гибкостью настроек.

Для реализации программного обеспечения тестового прототипа был выбран следующий программно-инструментальный комплекс:

- Arduino IDE — интегрированная среда разработки, поддерживающая язык программирования Arduino Wiring. Она обеспечивает простоту использования и широкую адаптивность под различные микроконтроллеры.
- Raspberry Pi OS представляет собой операционную систему, основанную на Debian Linux, которая обеспечивает встроенный графический интерфейс и включает в себя множество предустановленных библиотек, необходимых для разработки программного обеспечения.

Принимающие узлы выступают в роли сетевого менеджера или контроллера экспериментальной сети Интернета вещей. Узел-приёмник осуществляет управление и координацию функций других узлов, а также объединяет информацию, полученную от них, для хранения или последующей обработки.

Сенсорная сеть состоит из нескольких узлов, оснащённых следующими датчиками:

- Датчики освещённости для контроля уровня освещённости окружающей среды.
- Датчики температуры для сбора данных о состоянии окружающей среды.
- Датчики изображения для наблюдения за дорожным движением

В качестве источников низкоскоростного потока данных датчиков для реализации макета сенсорной системы были использованы три фотодиода и три пространственно разнесённых датчика температуры.

В рамках исследования были установлены датчики освещённости, которые были размещены в одну линию на фиксированных расстояниях в 10, 20 и 30 сантиметров от источника света. Источник света автоматически включался и выключался с частотой один герц, создавая динамически изменяющийся сигнал на фотодиодах, который затем обрабатывался микроконтроллером ESP32.

После обработки сигнал подвергался нормированию и передавался через USB-интерфейс на одноплатный компьютер Raspberry Pi 5.

Кроме того, были получены данные от трёх температурных датчиков, расположенных на расстоянии 3–4 метра друг от друга. Эти данные также были обработаны микроконтроллером ESP32.

Для тестирования макета сети Интернета вещей с использованием КДП для сжатия высокоскоростного потока были использованы данные с видеозаписей дорожного движения, сделанных стационарной камерой видеонаблюдения [98].

4.2 Реализация координированного дифференциального преобразования в экспериментальной системе мониторинга Интернета Вещей

Для реализации процесса КДП в программной среде была разработана математическая модель и структурная схема кодека, представленные в виде модулей преобразования входных сигналов.

Эти модули были интегрированы в объект программы класса Codec. Программная реализация включает в себя ряд процессов, таких как нормализация данных, совместное вычисление автокорреляционных и интеркорреляционных

значений как между отсчётами сигналов, так и между сигналами от разных источников. Также проводится оценка показателей эффективности применения КДП.

В зависимости от принадлежности данных к низкоскоростным или высокоскоростным, применяется различная предобработка сигналов в многоканальной системе.

Пусть исходная матрица данных $\mathbf{X} \in R^{n \times m}$ представлена в виде набора выборок, количество которых обозначено как n , а количество каналов — как m . Задача, поставленная перед разработанной системой КДП на приёмной части, заключается в том, чтобы найти сжатое представление данных $\mathbf{Y} \in R^{n \times m}$, которое минимизирует как автокорреляционную избыточность, так и избыточность между каналами.

При обработке низкоскоростных данных от различных источников сообщения объединяются на основе временных меток с заданным допуском, что позволяет обеспечить временное выравнивание:

$$|\text{timestamp}_i - \text{timestamp}_j| \leq \text{tolerance},$$

где timestamp_i и timestamp_j — моменты времени фиксации отсчётов каналов i и j соответственно. Значение tolerance было выбрано в качестве периода фиксации отсчётов датчиком и составляет 6 секунд.

Все входные данные подвергались процедуре нормализации относительно максимального значения уровня квантования, которое определялось датчиком измеряемой величины. Для обеспечения фиксации уровня межканальной избыточности на одном временном шаге производился расчёт матрицы подобия $\mathbf{K} \in [0,1]^{m \times m}$, где каждый элемент K_{jk} измеряет межканальную корреляцию между каналами i и j . Матрица K эквивалентна нестационарной симметричной матрице $\mathbf{K}(\tau)$, формируемая по принципу (2.1.4). В программном коде матрица подобия рассчитывается как:

$$\mathbf{K}_{ij} = \frac{\mathbf{X}_{.,i} \cdot \mathbf{X}_{.,j}}{\|\mathbf{X}_{.,i}\| \|\mathbf{X}_{.,j}\|}, i \neq j \quad (1)$$

где $\mathbf{X}_{.,i}$ и $\mathbf{X}_{.,j}$ представляют собой вектора всех образцов в каналах i и j за период времени между временными шагами t и $t-1$. Первый образец в каждом канале остается несжатым, поскольку он служит точкой отсчета.

Далее рассчитывалось обратная матрица сжатия $\mathbf{X}_{\text{compr}}^{-1}$ для преобразования \mathbf{X} в представление \mathbf{Y} согласно формуле (2.2.1). Процесс сжатия основан на построении матриц, которые представляют взаимосвязь между каналами. Для каждого кадра алгоритм вычисляет матрицу $\mathbf{X}_{\text{compr}}$ на основе исходного сигнала и матрицы подобия \mathbf{K} :

$$\mathbf{X}_{\text{compr}} = \mathbf{I} + \mathbf{X}_W \cdot (\mathbf{K}_p + \mathbf{K}), \quad (4.2.2)$$

где \mathbf{I} – единичная матрица, \mathbf{X}_W – диагональная матрица, представляющая нормализованный исходный сигнал, \mathbf{K}_p – диагональная матрица, содержащая контролируемые коэффициенты главной диагонали матрицы $\mathbf{K}(\tau)$ для каждого канала.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X} \times \mathbf{X}_{\text{compr}}^{-1} \quad (4.2.3)$$

На стороне приемника сжатый сигнал восстанавливается путем применения обратного преобразования, реализованное посредством матричного умножения канального сигнала и восстановленной обратной матрицы $\tilde{\mathbf{X}}_{\text{compr}}$:

$$\tilde{\mathbf{X}} = \mathbf{X} \times \mathbf{X}_{\text{compr}}^{-1} \mathbf{X}_{\text{compr}} \quad (4.2.4)$$

где $\tilde{\mathbf{X}}$ – восстановленная версия сигнала. Степень близости $\tilde{\mathbf{X}}$ к \mathbf{X} при условии, что канальный сигнал не претерпевает изменений при передаче, определяется степенью близости $\mathbf{X}_{\text{compr}}$ к $\tilde{\mathbf{X}}_{\text{compr}}$, что соответствует близости передаточной функции $W(s)$ и матрицы \mathbf{K} приёмной и передающей части КДП. Это является предметом исследования третьей главы разработки приёмной части. В рамках разработанного кода $W(s)$ представляет собой элемент задержки на один кадр, что требует восстановления и нормализации значений исходного сигнала на

предыдущем шаге на приёмной стороне. При условии определения \mathbf{X}_W на приёмной стороне на основе восстановленных значений на предыдущем шаге $\tilde{\mathbf{X}}_{t-1}$, соответствие матриц сжатия на передающей и приемной стороне зависит от восстановления матрицы подобия \mathbf{K} исходных сигналов.

В процессе функционирования КДП первый кадр служит в качестве опорного, предоставляя информацию о матрице исходных сигналов $\mathbf{K}_{t=0}$. Однако, учитывая нестационарность сигналов Интернета вещей, описанную в главе 1.2.2, в многоканальной системе, матрица \mathbf{K}_t будет отличаться от матрицы подобия для первого сообщения. Без использования служебного канала и при расчёте обратной матрицы исключительно на основе $\mathbf{K}_{t=0}$, сигнал на приёмной части будет значительно отличаться от исходной версии из-за влияния ошибки, возникающей в результате алгоритма сжатия КДП.

Чтобы предотвратить увеличение отклонения восстановленного сигнала от исходной версии, было принято решение обновлять данные о текущих значениях \mathbf{K}_t в моменты, когда они значительно отличаются от $\mathbf{K}_{t=0}$ или значения на предыдущей итерации обновления информации. Это достигается путём передачи опорных (несжатых) сообщений, после чего на приёмной части КДП вычисляется актуальное значение \mathbf{K}_t .

Применение подобного подхода сопряжено с очевидным риском возникновения неэффективного соотношения между опорными и сжатыми кадрами, что может нивелировать вклад сжатия динамического диапазона сигналов в повышение энергоэффективности.

Для решения этой проблемы был разработан алгоритм поиска моментов передачи опорных сигналов, направленный на предотвращение увеличения кумулятивной ошибки восстановления сигнала на приёмной части КДП. Алгоритм основан на представлении нестационарных сигналов как локально стационарных в течение ограниченных промежутков времени или квазистационарных [99]. Квазистационарные сигналы характеризуются стабильными статистическими свойствами второго порядка в течение короткого периода времени и отличаются от других периодов сигнала. Именно эти усреднённые по времени окна

стационарности сигналов были определены как периоды передачи опорных сообщений.

Определение окон квазистационарности сигналов было реализовано путём обнаружения нестационарных переходов с использованием статистики высокого порядка (англ. High-Order Statistics, HOS), которая зарекомендовала себя в статистическом анализе нестационарных сигналов [100-101]. HOS относится к статистическим мерам, которые выходят за рамки статистики второго порядка (среднего значения и дисперсии) и включают моменты третьего порядка и более высокие моменты, такие как асимметрия (третий момент) и эксцесс (четвёртый момент). Кумулянты предлагаю аддитивные свойства, которых нет у моментов, что делает их более подходящими для рекурсивных вычислений при обработке сигналов в реальном времени.

Мониторинг изменений кумулянтов высокого порядка с течением времени позволяет обнаружить начало нового сегмента с иными статистическими свойствами. Определение кумулянта четвёртого порядка выступает в роли чувствительного индикатора начала нарушения стационарности, поскольку это значение особенно восприимчиво к изменениям в распределении временных рядов [102-103].

Расчет кумулянта четвертого порядка был реализован следующим образом:

$$k_4 = M_4(t) - 3(M_2(t))^2, \quad (4.2.5)$$

где $M_2(t)$ и $M_4(t)$ являются вторым и четвертым моментом на шаге t соответственно. Они рассчитываются следующим образом:

$$\begin{aligned} M_2^2 &= \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2 \right)^2, \\ M_4 &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^4. \end{aligned} \quad (4.2.6)$$

Для последовательного расчёта кумулянта было реализовано его обновление по мере поступления новых выборок сигнала. Кумулянт формировался на основе

всех выборок, полученных с момента последнего обнаружения квазистационарной границы.

Для каждого нового сообщения, поступившего в момент времени t , требовалось обновить второй и четвёртый моменты кумулянта, а затем вычислить новое значение. Обновление второго и четвёртого моментов осуществлялось следующим образом:

$$\begin{aligned} M_2(t) &= \frac{N_{t-1} \cdot M_2(t-1) + x_t^2}{N_t}, \\ M_4(t) &= \frac{N_{t-1} \cdot M_4(t-1) + x_t^4}{N_t}. \end{aligned} \quad (4.2.7)$$

где N_t – количество отсчетов в анализируемом интервале в момент времени t .

Моменты обновляются рекурсивно с каждой новой выборкой, а кумулянты по всем каналам вычисляются итеративно на основе обновлённых моментов и усредняются по всем каналам, образуя величину $\bar{k}_4(t)$.

Интервал квазистационарности определялся как наименьший промежуток времени между моментом передачи предыдущего опорного кадра и моментом времени t , при котором усреднённое значение кумулянта падает ниже порогового значения:

$$T_q = \min \left\{ t : |\bar{k}_4(t)| < \varepsilon \right\}, \quad (4.2.8)$$

где T_q – новый интервал квазистационарности, ε – порог значения кумулянта, определяемый как 0.1 как стандартный вариант при анализе нормированных временных рядов.

Предложенный итеративный подход характеризуется низкой вычислительной сложностью, обеспечивая при этом эффективное соотношение между ошибкой восстановления и влиянием на итоговую энергоэффективность КДП во временной области.

При обработке данных видеопотока алгоритм КДП был реализован на основе исходного кодирования путём сжатия динамического диапазона каналов цветовой модели RGB. Каждый кадр представлен в виде трёхмерного массива $\mathbf{X} \in R^{W \times H \times 3}$,

где W — ширина и H — высота кадра. Матрица подобия рассчитывалась для всего кадра по каналам RGB следующим образом:

$$\mathbf{K}_{ij} = \frac{\sum_{p=1}^N X_i(p) \cdot X_j(p)}{\|\mathbf{X}_i\| \|\mathbf{X}_j\|}, i \neq j \quad (4.2.9)$$

где $N = W \times H$, $X_i(p)$ — представляет собой значение пикселя p в позиции канала i .

Ещё одним дополнительным преобразованием алгоритма КДП для видеопотока является предотвращение обнуления значения пикселей из-за округления значения яркостных сигналов каналов RGB, диапазон которых составляет от 0 до 255.

Для решения этой задачи предлагается суммировать сжатую версию сообщения на передающей стороне с добавочным значением Supplement и вычесть это значение на приёмной стороне:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \mathbf{X} \cdot \mathbf{X}_{\text{compr}}^{-1} + \text{Supplement}, \\ \tilde{\mathbf{X}} &= \mathbf{Y} \cdot \tilde{\mathbf{X}}_{\text{compr}} - \text{Supplement}. \end{aligned} \quad (4.2.10)$$

Далее происходит денормализация сигнала и квантование со шкалой яркостных каналов от 0 до 255:

$$\tilde{\mathbf{X}}_{\text{clamp}} = \text{clip}(\tilde{\mathbf{X}}, 0, 255). \quad (4.2.11)$$

Для обнаружения моментов передачи опорных кадров видеопотока были использованы кумулянты, которые применялись в рамках одного цветового канала RGB покадрово.

Динамика изменения кумулянтов, обусловленная сменой сцены или значительным движением в кадре, была более выраженной для видеопотока по сравнению с данными датчиков. Также был отмечен более высокий уровень корреляции между каналами яркости RGB по сравнению с однотипными сигналами датчиков с пространственным разнесением.

Обе реализации алгоритма КДП для низкоскоростных и высокоскоростных данных были протестированы на собранном макете, где программный код,

основанный на ранее описанном алгоритме, был загружен на микроконтроллер ESP32 [104-105].

4.3 Оценка эффективности сжатия низкоскоростных сенсорных данных

В рамках проведенного исследования, была проведена оценка эффективности работы КДП с низкоскоростными данными, полученными от пространственно разнесённых датчиков освещённости и температуры [84-89].

Для оценки работы КДП с данными освещённости измерения проводились каждые 0,05 секунды в течение 2 часов. Каждая выборка записывалась в табличном виде с указанием времени фиксации отсчётов. В течение всей передачи данных датчиков освещённости процент опорных сообщений от всего потока данных составлял не более 4%.

Были сравнены осциллограммы исходного, канального и восстановленного сигналов для первого канала, представленного на рисунке 4.3.1. Это позволило проанализировать качество восстановления данных и определить уровень сжатия, при котором сохраняется необходимая точность передачи сенсорных данных.

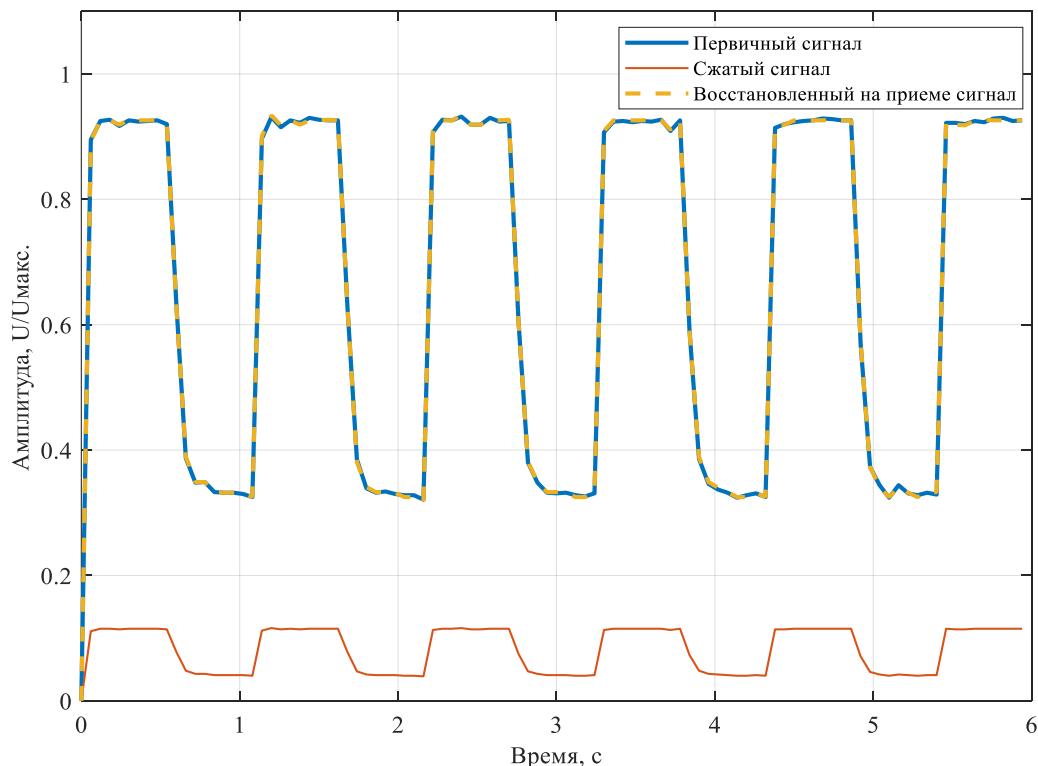


Рисунок 4.3.1 – Осциллограммы сигналов для первого канала

Анализ данных, представленных на рисунке 4.3.1, демонстрирует значительное уменьшение амплитуды канального сигнала более чем в восемь раз при значении коэффициента k , равном 20. Это соответствует уменьшению используемой разрядной сетки АЦП на три бита.

Следует отметить, что результаты были получены в условиях отсутствия внешних шумов, что позволило полностью восстановить исходные сигналы.

На рисунке 4.3.2 представлена зависимость снижения максимального уровня амплитуды канального сигнала относительно первичного (то есть коэффициента сжатия) в зависимости от значений коэффициента k на главной диагонали координирующей матрицы $\mathbf{K}(\tau)$, как это описано в выражении (2.1.4).

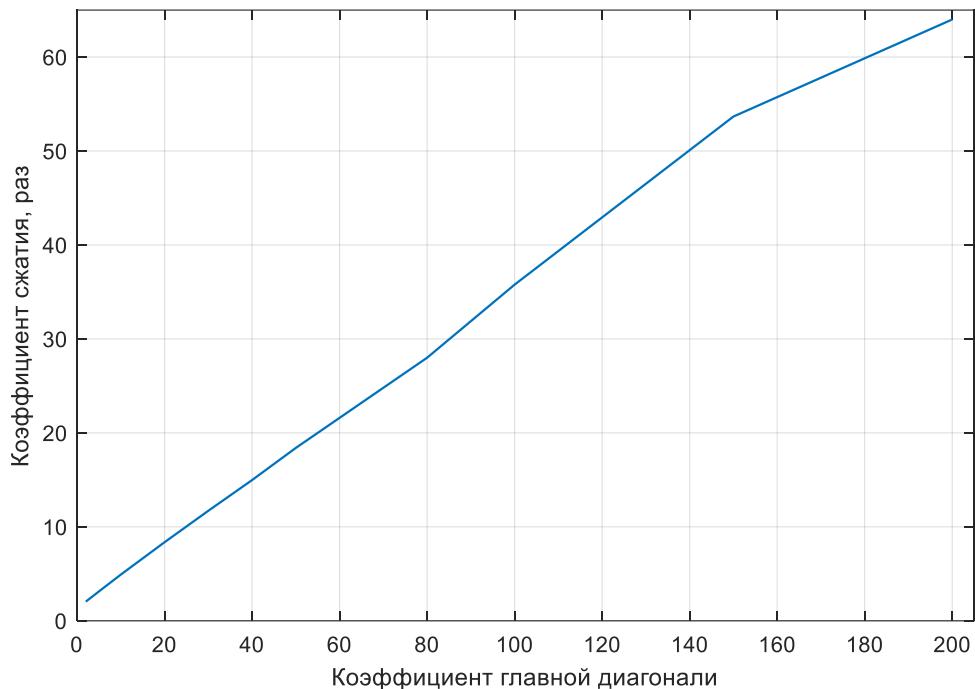


Рисунок 4.3.2 – Зависимость коэффициента сжатия от коэффициента k

Из представленного графика (рисунок 4.3.2) видно, что коэффициент сжатия сигнала возрастает в диапазоне от 2 до 64 при увеличении коэффициента k от 2 до 200.

С точки зрения практического применения особый интерес представляют коэффициенты сжатия, соответствующие степеням двойки. Коэффициент сжатия 2^N позволяет снизить разрядность АЦП на N бит без изменения шага квантования.

Были получены отношения значений RMSE и ENOB к коэффициенту сжатия для 12-разрядного АЦП (стандартный АЦП микроконтроллера ESP32), что позволило проанализировать энергоэффективность и точность восстановления сигналов в условиях реальной передачи [46,105]. Учитывая, что входной сигнал АЦП имеет сниженную амплитуду, при расчете ENOB необходимо учесть корректирующую составляющую K_{oc} :

$$K_{oc} = 20 \lg \left(\frac{A_a}{A} \right), \quad (4.3.1)$$

где A_a – средняя амплитуда сигнала после обработки, A - средняя амплитуда сигнала до обработки [107].

Тогда выражение (1.1.4.6) принимает вид [108]:

$$\text{ENO}B = \frac{\frac{S}{N} - 1,76 - 20 \lg \left(\frac{A_a}{A} \right)}{6,02}. \quad (4.3.2)$$

Результаты расчета RMSE и ENOB для датчиков освещённости (коэффициент корреляции порядка 0,9) представлены в таблице 4.3.1.

Таблица 4.3.1 – Зависимость коэффициента сжатия, RMSE и ENOB от коэффициента k главной диагонали кодирующей матрицы для низкоскоростных сообщений интернета вещей с высокой корреляцией

Коэффициент главной диагонали К	Коэффициент сжатия	RMSE	ENO _B , бит
2	2,044	1,259	10,97
5	3,126	1,916	10,36
10	4,916	3,002	9,70
20	8,364	5,140	8,94
30	11,709	7,388	8,45
40	14,977	9,031	8,10
50	18,400	10,666	7,80
80	28,000	17,435	7,19
100	35,778	24,531	6,85

150	53,667	28,361	6,25
200	64,000	46,662	6,00

В ходе исследования температурных датчиков, подобно датчикам освещённости, осуществлялась регистрация данных каждые 6 секунд на протяжении 12 часов в табличной форме с указанием времени фиксации отсчётов.

Для сформированного массива данных были проведены аналогичные вычисления, как и для исследования с датчиком освещённости. В течение всего процесса передачи данных температурных датчиков доля опорных сообщений от общего потока данных не превышала 6% [109-110].

Результаты расчета RMSE и ENOB представлены для температурных датчиков (коэффициент корреляции порядка 0,6) в таблице 4.3.2.

Таблица 4.3.2 – Зависимость коэффициента сжатия, RMSE и ENOB от коэффициента k главной диагонали кодирующей матрицы для низкоскоростных сообщений интернета вещей с низкой корреляцией

Коэффициент главной диагонали К	Коэффициент сжатия	RMSE	ENOB, бит
2	2,1736	2,7763	10,88
5	3,1626	4,2017	10,34
10	4,8479	5,9604	9,72
20	8,0122	9,1172	8,99
30	11,0689	12,1965	8,53
40	14,1323	15,3108	8,18
50	17,1742	18,9731	7,90
80	26,4128	28,3128	7,28
100	32,4564	35,8451	6,98
150	47,8732	49,0026	6,42
200	63,8309	63,3299	6,00

Анализ результатов из таблиц 4.3.1 и 4.3.2 показал, что степень корреляции между однотипными каналами оказывает малое влияние на коэффициент сжатия сообщений, но в значительной степени влияет на качество их восстановления, что свидетельствует из разности уровней RMSE. Это демонстрирует высокую чувствительность разработанного КДП к уровню автокорреляции сигнала и корреляции между каналами.

Для оценки энергоэффективности воспользуемся метрикой бит/джоуль (ψ) [111]:

$$\psi = \frac{C_{net}}{P_{net}}, \quad (4.3.3)$$

где C_{net} – требуемая скорость передачи информации (бит/с), P_{net} – потребляемая мощность на передачу информации (Вт).

Принимая во внимание, что были переданы как сжатые, так и опорные сообщения, можно заключить, что требуемая скорость для их передачи не является константой. Для опорных сообщений требуется более высокая скорость передачи данных, что привело к необходимости введения в расчёты величины эффективной скорости передачи данных, которая была formalизована следующим образом:

$$R_{eff} = p_{ref} R_{ref} + p_{comp} R_{comp}, \quad (4.3.4)$$

где p_{ref} – число опорных сообщений, p_{comp} – число сжатых сообщений, R_{ref} – скорость передачи опорных сообщений, R_{comp} – скорость передачи сжатых сообщений.

Следовательно, для оценки энергоэффективности системы связи с применением КДП с использованием опорных сообщений метрика бит/джоуль приобретает следующий вид:

$$\psi_{eff} = \frac{R_{eff}}{P_{net}} = \frac{p_{ref} R_{ref} + p_{comp} R_{comp}}{P_{net}}. \quad (4.3.5)$$

С учётом неравномерной скорости, после проведения расчётов на основе полученных значений коэффициентов сжатия, была построена зависимость снижения затрачиваемой энергии на передачу информационного сообщения от

коэффициента главной диагонали $K(\tau)$. Данная зависимость представлена на рисунке 4.3.3. При этом количество джоулей, расходуемых на передачу одного бита, будем считать константой.

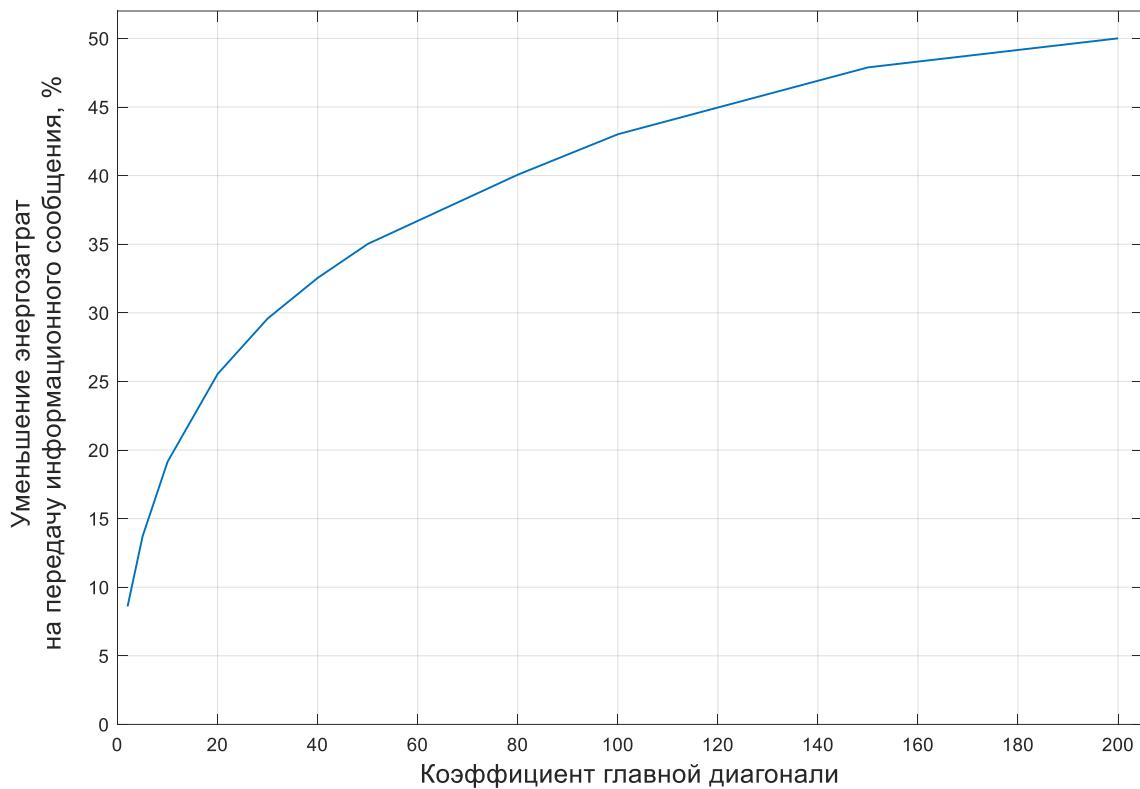


Рисунок 4.3.3 – Уменьшение энергозатрат на передачу информационного сообщения от значения k

Анализ рисунка 4.3.3 позволяет сделать вывод о том, что применение КДП в многоканальных системах с высококоррелированными сигналами может быть эффективным инструментом для повышения энергоэффективности. В ходе исследования было установлено, что энергетический эффект от использования КДП достигает 33% при значении коэффициента k , равном 50. Следует отметить, что при значении k , равном 0, система становится физически нереализуемой. Использование коэффициента k , меньшего 1, с практической точки зрения нецелесообразно.

Был проведен сравнительный анализ эффективности разработанного алгоритма КДП с существующими методами кодирования источника, используемыми в сенсорных сетях:

1. Дельта-кодирование (англ. Delta Encoding, DE) представляет собой метод сжатия данных временных рядов, основанный на сохранении разницы между последовательными показаниями датчика, а не абсолютных значений. Этот подход эффективен в случаях, когда данные постепенно изменяются с течением времени, что характерно для сигналов в системах мониторинга окружающей среды. Однако дельта-кодирование имеет ограничения в применении при наличии частых выбросов, которые могут привести к значительным ошибкам при обработке данных [112]. Кроме того, этот метод не предусматривает контроль коэффициента сжатия, что ограничивает области его применения. Для сравнительного анализа было выбрано только одно значение коэффициента сжатия, так как данный подход не позволяет контролировать этот параметр.

2. Сжатие битовой глубины (англ. Bit Depth Compression, BDC) представляет собой динамический метод регулирования битовой глубины, используемой для представления данных датчика, на основе анализа шаблонов данных. Этот подход оптимизирует процесс сжатия, уменьшая количество бит, необходимых для представления предсказуемых или менее изменчивых данных [112]. Однако этот алгоритм характеризуется высокой вычислительной сложностью, и на всех этапах эксперимента было продемонстрировано значительное увеличение времени обработки сигналов по сравнению с работой КДП.

3. Кодирование длины серии (англ. Run-Length Encoding, RLE) представляет собой метод сжатия, который кодирует последовательности повторяющихся значений, представляя их как одно значение, за которым следует количество повторений. Этот метод эффективен в случаях, когда показания датчика остаются неизменными в течение длительных периодов времени. Однако он неэффективен для сигналов с малым периодом автокорреляции или при наличии зашумленных данных [112]. Данный метод также, как и DE, не предусматривает

контроль коэффициента сжатия. Для сравнительного анализа было выбрано только одно значение коэффициента сжатия.

Результаты сравнения алгоритма КДП с существующими методами кодирования источника для высококоррелированных и низкорелевированных данных представлены на рисунках 4.3.4 и 4.3.5.

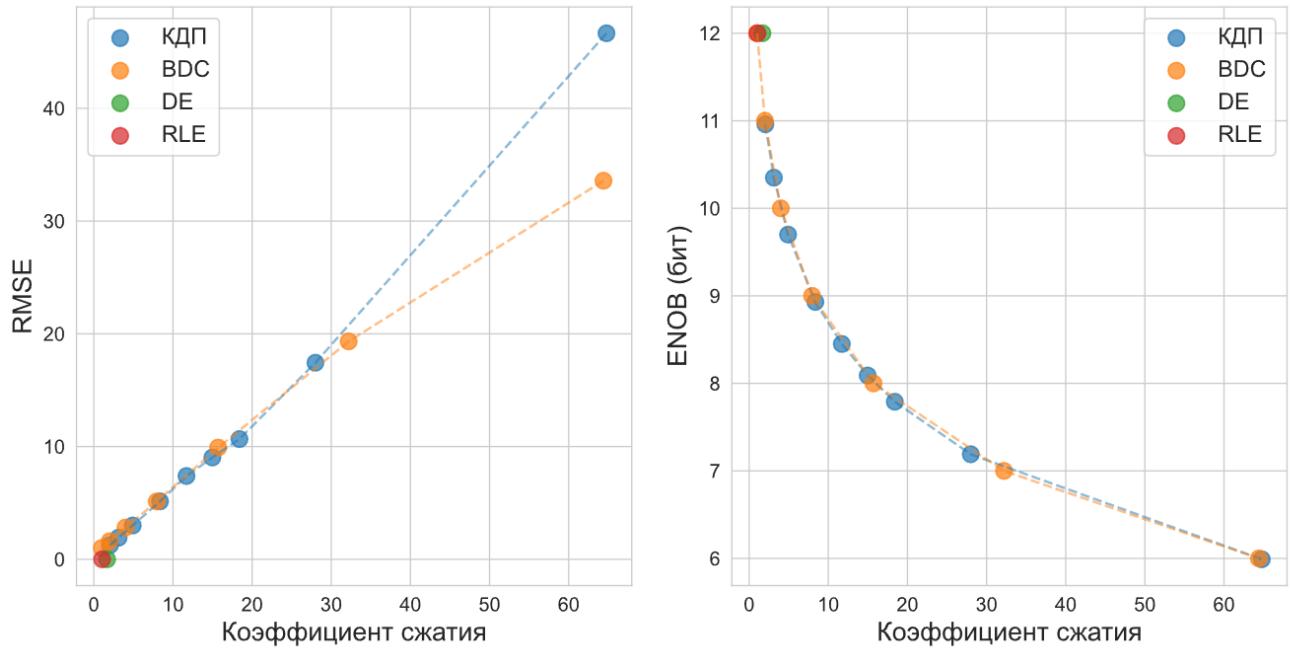


Рисунок 4.3.4. – Результаты сравнительного анализа работы КДП и иных подходов кодирования источника для высококоррелированных данных

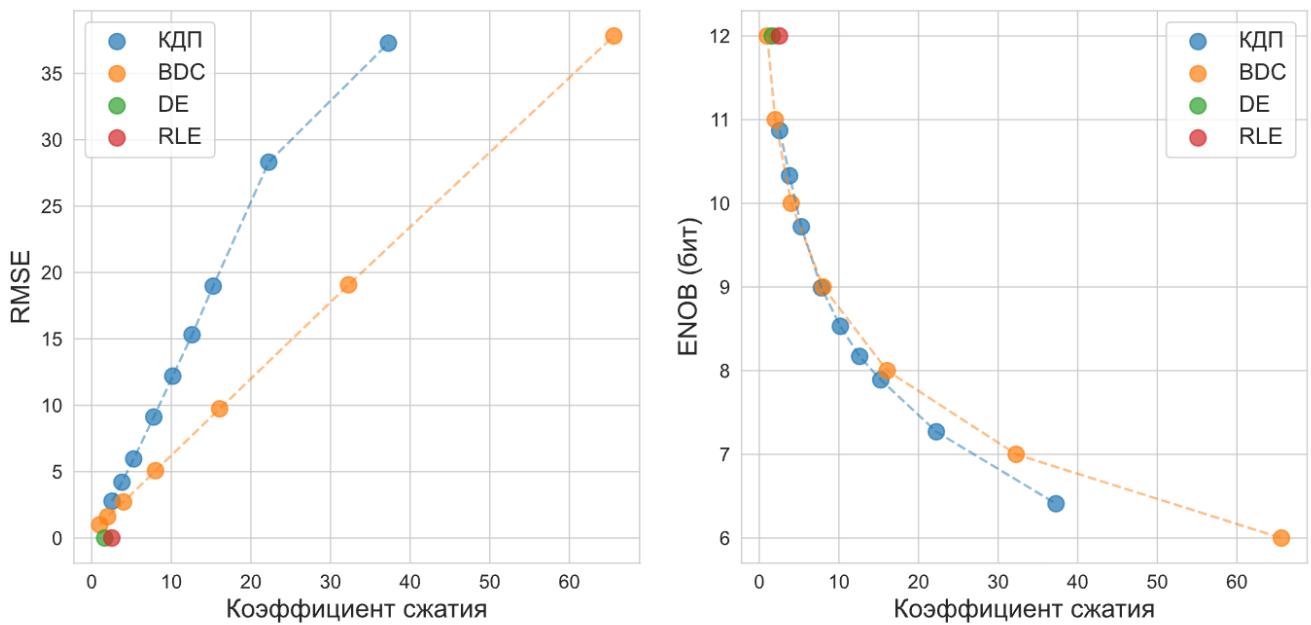


Рисунок 4.3.5. – Результаты сравнительного анализа работы КДП и иных подходов кодирования источника для низкокоррелированных данных

Анализ полученных данных позволяет сделать вывод о том, что алгоритм КДП, предназначенный для работы с низкоскоростным потоком, обладает преимуществом в виде возможности управления коэффициентом сжатия. Это достигается благодаря контролю значений коэффициентов главной диагонали координирующей матрицы. Задержка на обработку сигналов КДП не превышала 1 мс.

Это преимущество позволяет алгоритму КДП демонстрировать небольшие отклонения в восстановлении сигнала по сравнению с результатами применения DE и RLE при аналогичных коэффициентах сжатия данных.

При этом, подход BDC в среднем превосходит КДП по точности восстановления сигнала при высоких коэффициентах сжатия данных. Однако, полученная в ходе эксперимента результативность BDC была непостоянной и сопровождалась кратковременными выбросами ошибки восстановления сигналов, в отличие от равномерной работы КДП.

Кроме того, задержки на обработку сигналов BDC, имеющие средние значения в сотни миллисекунд, препятствуют его прямому применению в приложениях реального времени, в отличие от КДП. Скорость обработки программного решения реализации КДП открывает перспективы для

использования разработанного алгоритма удаления автокорреляционной и интеркорреляционной избыточности в целях повышения эффективности приложений в передовых системах связи, в том числе 6G. В условиях, когда системы связи следующего поколения предъявляют строгие требования к задержкам сигнала (менее 1 мс) и вычислительной сложности алгоритмов, использование решений с низкой сложностью обработки становится ключевым фактором. Данный алгоритм может быть интегрирован в инфраструктуру 6G для обеспечения высокой скорости передачи данных, сверхнизкой задержки и надежности, что особенно актуально для приложений с критически важными временными ограничениями, таких как Тактильный интернет и автономные системы управления [113].

Кроме того, низкая вычислительная сложность алгоритма делает возможным его применение в маломощных устройствах Интернета вещей, где ограниченные вычислительные ресурсы и энергопотребление являются ключевыми ограничениями. Это позволяет эффективно обрабатывать данные в реальном времени на уровне сенсорных устройств или периферийных шлюзов, минимизируя передачу данных в облачные сервисы и снижая общую нагрузку на сеть [114].

Таким образом, разработанный алгоритм КДП способствует не только повышению эффективности систем в передовых системах связи, но и расширяет возможности их применения в энергоэффективных распределенных системах IoT.

4.4 Оценка эффективности сжатия высокоскоростных сенсорных данных покадровой передачи видеопотока в системах компьютерного зрения

Для проведения экспериментальной оценки работы КДП при сжатии высокоскоростного потока данных, микроконтроллер ESP32-CAM осуществлял захват потока изображений в формате 640x480 пикселей и разворачивал RTSP-сервер для его передачи на микрокомпьютер [115].

Одноплатный компьютер Raspberry Pi 5, в свою очередь, подключался к серверу и сохранял получаемый поток изображений по кадрам. Затем данный файл

использовался для оценки работы КДП путём запуска программного кода в среде разработки PyCharm [116].

После записи потока изображений файл с исходным видео обрабатывался программой, реализующей работу координированного кодека. Кодек обрабатывал оригинальный видеофайл, сжимая его, и создавал новый, сжатый файл в репозитории программы.

В течение всего процесса передачи кадров видеозаписи дорожного наблюдения процент опорных сообщений от общего потока данных составлял не более 1.5%, что значительно меньше по сравнению с процентом требуемых опорных кадров при низкоскоростном потоке ввиду более выраженной корреляции между кадрами видеопотока.

Хронометрические исследования работы КДП позволили установить, что задержки на обработку кадра соответствуют заданным требованиям к низковычислительной системе передачи данных в сетях IoT [117].

Среднее время, затрачиваемое на обработку одного кадра, составило 0,079 секунды для сжатия и 0,399 секунды для восстановления. Учитывая, что длительность тестового видео была 10 секунд, можно сделать вывод о возможности реализации видеопотока в режиме реального времени в системах видеонаблюдения.

Для анализа эффективности работы КДП была получена зависимость, демонстрирующая ключевой параметр оценки эффективности работы кодека от коэффициента главной диагонали корреляционной матрицы $\mathbf{K}(\tau)$. На рисунке 4.4.1 представлена зависимость коэффициента сжатия видеоданных.

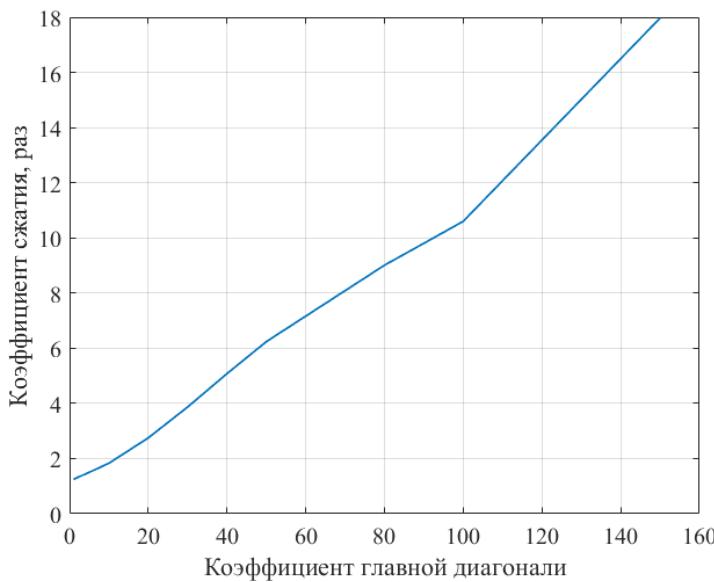


Рисунок 4.4.1. Зависимость коэффициента сжатия от параметра k

Из этого можно сделать вывод, что увеличение параметра k приводит к увеличению коэффициента сжатия. Однако бесконтрольное увеличение коэффициента k не гарантирует стабильности системы и может сделать процесс восстановления невозможным.

При этом визуальный анализ восстановленных изображений демонстрирует отклонение метрик MSE и RSNR для изображений [118] с различными пространственными частотами, выраженными в циклах на пиксель (cycle/px). В таблице 4.4.1 представлены рассчитанные значения метрик качества восстановления изображений для высоких, промежуточных и низких значений.

Таблица 4.4.1 – Значения метрик качества восстановления изображений для высоких, промежуточных и низких значений.

Пространственная частота, cycle/px	MSE	PSNR
0.01-0.13 cycle/px	11,57	37,49
0.14-0.80 cycle/px	45,64	31,53
0.81-5.0 cycle/px	68,08	29,8

Проблема неравномерности качества восстановления изображений может быть решена путём применения методов восстановления изображения после работы кодека. Вместе с тем, полученные результаты показывают, что повышенная пространственная частота обрабатываемых изображений усложняет

анализ функции искажения. Это затрудняет использование традиционных подходов из-за проблем с определением границ объекта и одновременного размывания областей, близких по тону [119].

Был применён метод восстановления изображения по частоте, известный как гауссов фильтр нижних частот, с целью минимизации краевых эффектов [120]. При уменьшении размера изображения в восемь раз было использовано стандартное отклонение распределения Гаусса, что обеспечило почти полное совпадение графиков пространственных частот исходного и обработанного изображений, полученных на выходе кодека. Это наглядно продемонстрировано на рисунке 4.4.2.

В результате были получены обработанные изображения, представленные на рисунке 4.4.3.

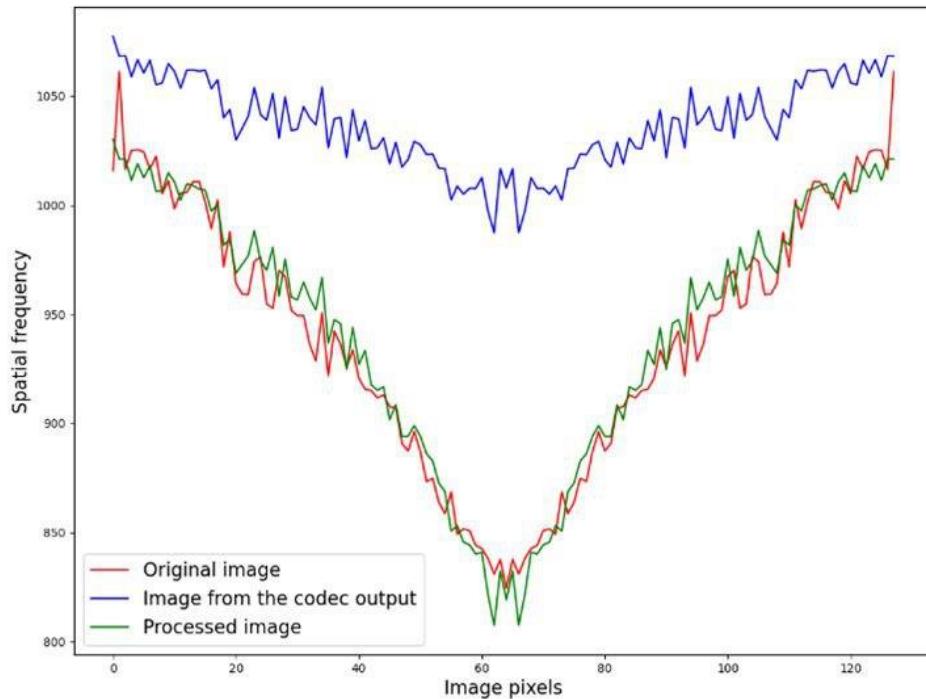


Рисунок 4.4.2 – Пространственные частоты исходного (красный), пропущенного через кодек (синий) и обработанного изображения (зеленый).



Рисунок 4.4.3 – Обработка изображения КДП: (а) исходное изображение, (б) изображение после обработки кодеком, (в) восстановленное изображение с использованием гауссового фильтра нижних частот.

Оценка качества восстановленных изображений проводилась с использованием следующих критериев: MSE, MN, а также индекса структурного сходства (англ. Structure Similarity, SSIM) [121]. Однако алгоритм SSIM в пространственной области оказался чувствительным к масштабированию и сдвигу изображения при обработке каналов RGB с помощью блока экстраполяции [122]. Для преодоления этого ограничения был разработан новый критерий — комплексное вейвлет-преобразование SSIM (англ. Complex Wavelet Structural Similarity, CW-SSIM), который расширяет алгоритм SSIM до области комплексного вейвлет-преобразования и нечувствителен к неструктурнымискажениям [123]. Результаты, полученные путём применения этих критериев ко всему набору данных восстановленных изображений после фильтрации Гаусса, представлены в таблице 4.4.2.

Таблица 4.4.2 – Качество изображения после фильтрации.

Коэффициент сжатия	MSE	PSNR	SSIM	CW-SSIM
4	11,57	37,49	0,98	0,97
6	18,41	35,47	0,96	0,83
8	72,78	29,51	0,9	0,75
10	92,55	28,46	0,9	0,76

Результаты показывают, что эффект увеличения пространственной частоты был уменьшен. Однако резкое снижение CW-SSIM при увеличении коэффициента сжатия указывает на усиление эффекта размытости обработанного изображения.

Результаты тестирования выявили, что отклонения MSE наиболее заметны для изображений с высокой пространственной частотой. Это можно объяснить принципом координированной обработки трёх цветовых каналов. Коэффициенты корреляции между каналами были рассчитаны только для всего изображения. Результаты показывают, что значения коэффициентов корреляции для локальных областей изображения могут значительно отклоняться от средних значений по всему изображению. Следовательно, эффективность алгоритма сжатия может снижаться из-за нестационарности обрабатываемых сигналов. Поэтому было решено предварительно разделить изображение на области, формирующие квазистационарные сигналы. Для этого была выполнена сегментация изображения в областях с малым изменением градиента.

В качестве критерия разбиения области изображения на сектора был использован показатель энергии градиента (англ. Energy of Gradient, EoG). EoG позволяет рассчитать скорость изменения интенсивности по всему изображению и количественно оценить высокочастотные элементы в изображении [124]. Значение EoG можно определить следующим образом:

$$\text{EoG} = |\nabla f|^2 = \left(\frac{\partial f}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial y} \right)^2, \quad (4.4.1)$$

где ∇f – величина вектора градиента, $\frac{\partial f}{\partial x}$ и $\frac{\partial f}{\partial y}$ представляют собой частные производные функции интенсивности изображения по координатам x и y соответственно, указывающие, как изменяется интенсивность при горизонтальном или вертикальном перемещении по изображению. Для анализа изображений по всем каналам цветности была рассчитана их нормализованная сумма EoG. Изображения с плавно изменяющимися градиентами имеют наименьшее значение EoG; наибольшее значение характерно для изображений с областями, близкими по тону.

Таким образом, значение EoG действительно может служить индикатором нестационарности, влияющим на производительность алгоритма. Для идентификации областей квазистационарности необходимо учитывать как межканальную, так и пространственную корреляцию, что сводит задачу к кластеризации пикселей изображений.

В связи с высокими требованиями к временным задержкам, для кластеризации был выбран алгоритм Kmeans, который позволяет формировать кластеры пикселей, близких друг к другу не только по цвету и яркости, но и в пространстве изображения [125]. Однако алгоритму Kmeans необходимо установить максимальное количество кластеров для оптимизации разбиения квазистационарности, так как чрезмерное количество кластеров нивелирует повышение энергоэффективности кодека без улучшения качества восстановления сигналов на приемной стороне.

Избежать чрезмерной кластеризации можно путем итерационного подбора количества кластеров с постепенным уменьшением их числа от максимального до порогового значения. В качестве критерия достижения достаточного количества кластеров рассматривалась производная функции градиента. Поскольку задача заключается в выделении областей малых изменений градиента, критерием выполнения этого условия является равенство нулю производной рассматриваемой функции.

Тем не менее, необходимо учитывать, что равенство нулю для всех точек кластера указывает, что градиент является постоянной величиной. С точки зрения работы кодека, такой случай является вырожденным, и значение коэффициента корреляции для кластера окажется равным единице. При численном моделировании было определено, что достаточным условием для снижения значения MSE является равенство нулю производной градиента в половине точек каждого кластера. Условие, при котором половина пикселей в каждом кластере имеет нулевой градиент производной, можно выразить как:

$$\forall_k, \sum_{(x,y) \in C_k} 1(\nabla I'(x,y) = 0) \geq \frac{|C|}{2}, \quad (4.4.2)$$

где k – оптимальное число кластеров изображения; C_k – кластер изображения, $\nabla I'(x,y)$ – градиент пикселя (x,y) ; $1(*)$ – индикаторной функция, равная 1, если условие истинно и 0 в противном случае; $|C|$ – общее количество пикселей в кластере C_k .

Итоги восстановления изображения с применением предварительной кластеризации продемонстрированы на рисунке 4.4.4.

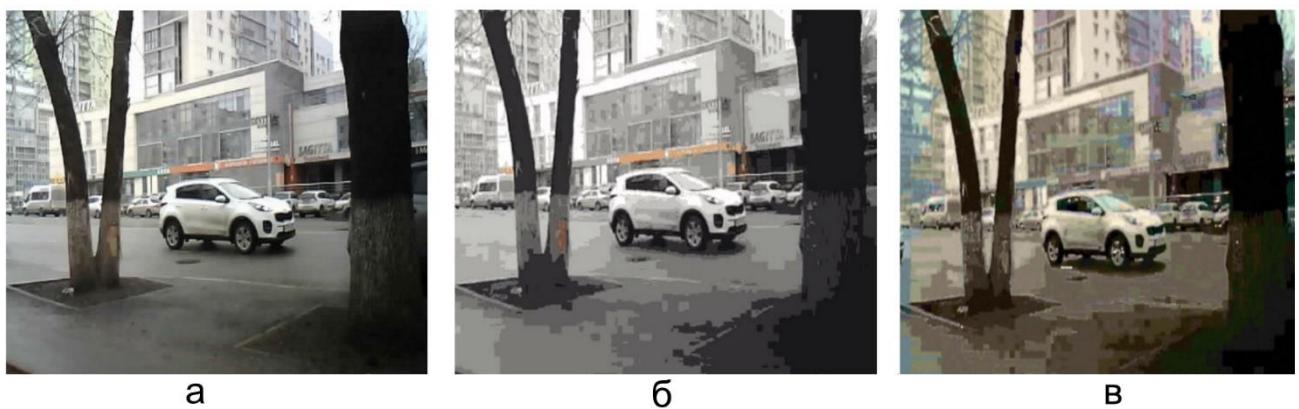


Рисунок 4.4.4 – Обработка изображения КДП: (а) исходное изображение, (б) изображение после обработки кодеком, (в) восстановленное изображение с использованием предварительной кластеризации.

Результаты показывают, что подход разбиения нестационарных сигналов каналов цветности изображений на квазистационарные участки позволил улучшить качество восстановления изображения после обработки КДП. Улучшение качества восстановления подтверждается результатом вычисления CW-SSIM для восстановленного изображения с использованием предварительной кластеризации. Это значение, равное 0,83, превышает аналогичный показатель при применении гауссова фильтра низких частот с тем же коэффициентом сжатия. Данный результат подтверждает эффективность метода разбиения сигналов на квазистационарные сегменты для решения проблемы восстановления многоканального сигнала в условиях пространственной нестационарности. Отметим, использование КДП для сжатия изображений позволяет получить

результаты с лучшим значением нормы Минковского, чем JPEG с той же степенью сжатия. Например, при коэффициенте сжатия 4,8 значение нормы Минковского 31,921 против 86,651 для алгоритма JPEG. Это преимущество может быть существенным при обработке изображений для обучения моделей машинного обучения в системах компьютерного зрения.

4.5 Выводы по четвертой главе

1. На основе макета экспериментальной сенсорной сети интернета вещей, включающей в себя вычислительные инструменты, такие как компьютеры, специализированные процессоры и контроллеры, а также датчики освещённости, температуры и камеры для фиксации потока изображений, был проведён эксперимент, направленный на тестирование алгоритма синтеза нестационарного линейного канала передачи данных (КДП) с однотипной динамической частью.

2. В рамках эксперимента был разработан код программной реализации КДП, в котором синтез КДП на приёмной части системы связи был осуществлён на основе информации из опорных сообщений с адаптивными интервалами трансляции, определёнными на основе анализа сигналов как квазистационарных процессов.

3. В ходе экспериментального исследования была подтверждена эффективность предложенного метода. Значения коэффициентов сжатия для работы КДП с сигналами от датчиков освещённости варьировались от 2 до 64 раз при изменении коэффициента прямой передачи сепаратного канала от 2 до 200. Качество восстановление, зависящее от степени межканальной корреляции, при этом было соизмеримо с существующими аналогами, а задержка на обработку сигналов КДП составила порядка сотен микросекунд (против сотен миллисекунд у аналогов). Энергоэффективность по метрики бит/Джоуль системы составила 33%.

4. Сжатие изображений было осуществлено в 10 раз без значительных потерь в качестве. Однако при этом была обнаружена большая неравномерность качества восстановления сигналов по сравнению с результатами работы с низкоскоростными сигналами. Это связано с различными значениями

пространственной частоты кадров видеопотока. Данное явление можно рассматривать как элемент нестационарности сигналов. Для решения проблемы снижения производительности КДП в условиях увеличения нестационарности сигналов алгоритм был дополнен предварительной кластеризацией. Это позволило повысить его эффективность и снять ограничения на сжатие изображений с высокой пространственной частотой. Использование КДП для сжатия изображений позволяет получить результаты с лучшим значением нормы Минковского, чем JPEG с той же степенью сжатия. Это преимущество может быть существенным при обработке изображений для обучения моделей машинного обучения в системах компьютерного зрения.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе были рассмотрены вопросы эффективного кодирования сообщений многоканальных систем связи с однотипными каналами на основе координированной дифференциальной обработки сигналов с целью повышения эффективности кодирования сообщений, а именно снижения динамического диапазона и временной задержки на обработку сигналов сенсорных и мультимедийных данных.

1. Предложена новая структурная схема координированного дифференциального преобразователя с однотипными каналами и голономными межканальными связями, функционирующими в условиях параметрической неопределенности, позволяющая снизить динамический диапазон первичных сигналов и вычислительную сложность их обработки с сохранением требуемого качества связи.

2. Разработан алгоритм синтеза многоканального координированного дифференциального преобразователя на основе совмещения интервального подхода с модифицированным методом анализа устойчивости однотипных систем, позволяющий синтезировать кодек координированного дифференциального преобразования без решения оптимизационной задачи. Разработанный алгоритм синтеза модифицирован за счет применения амплитудного ограничения сигналов на выходе динамической части предсказателя, что позволяет устранить эффект перерегулирования.

3. Разработана схема «усредненного» приемника с детерминированными параметрами координированного дифференциального преобразователя, которую можно классифицировать как робастную систему с пассивной адаптацией, позволяющая восстановить принятые сигналы без организации служебных каналов связи. Разработан метод построения беспоискового самонастраивающегося приемника координированного дифференциального преобразователя, позволяющий восстановить межканальные связи исходя из канальных сигналов. Разработан алгоритм построения поискового самонастраивающегося приемника

координированного дифференциального преобразователя, позволяющий учитывать свойства реального канала связи.

4. Разработаны варианты построения координированного дифференциального преобразователя в рамках технологии «Интернета вещей» для сенсорных и мультимедийных данных и проведено экспериментальное исследование их эффективности. В ходе экспериментального исследования показано, что использование координированного дифференциального преобразования для обработки сенсорных данных позволяет получить коэффициенты сжатия от 2 до 64 раз при качестве восстановления по метрике RMSE от 1,26 до 46,66 для высококоррелированных данных (от 2,78 до 63,33 для низкокоррелированных данных). Энергоэффективность по метрике бит/Джоуль системы составила 33% при использовании 12-разрядного АЦП. Сжатие изображений было осуществлено в 10 раз без значительных потерь в качестве. Применение координированного дифференциального преобразования для сжатия изображений обеспечивает результаты с более высоким значением нормы Минковского по сравнению с алгоритмом JPEG более чем на 35% при сохранении той же степени сжатия.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

1) ДИКМ	Дифференциальная импульсно-кодовая модуляция
2) КДП	Координированный дифференциальный преобразователь
3) IoT	англ. Internet of things, Интернета вещей
4) MIMO	англ. multiple-input and multiple-output
5) БПЛА	Беспилотный летательный аппарат
6) ENOB	англ. Effective Number of Bits, эффективное число бит
7) АЦП	Аналогово-цифровой преобразователь
8) SNR	англ. Signal-to-Noise Ratios, отношение сигнал/шум
9) EC	англ. energy consumption, энергопотребление
10) ES	англ. energy saving, экономия энергии / энергосбережение
11) QoS	англ. quality of service, качество обслуживания
12) EE	Показатель энергоэффективности
13) MSE	англ. Mean Square Error, среднеквадратическая ошибка
14) MN	англ. Minkowski Norm, норма Минковского
15) RMSE	англ. Root Mean Square Error, среднеквадратическая ошибка
16) АБС	Автономная беспроводная система
17) ПЭК	Предиктивное эффективное кодирование
18) АФХ	Амплитудно-фазовая характеристика
19) СПМ	Спектральная плотность мощности
20) WSN	англ. Wireless Sensor Network, беспроводная сенсорная сеть
21) VSN	англ. Virtual Sensor Network, сеть видеосенсоров
22) RTSP	англ. Real Time Streaming Protocol, протокол потоковой передачи в реальном времени
23) HOS	англ. High-Order Statistics, статистика высокого порядка
24) DE	англ. Delta Encoding, дельта-кодирование
25) BDC	англ. Bit Depth Compression, сжатие битовой глубины
26) RLE	англ. Run-Length Encoding, кодирование длины серии
27) SSIM	англ. Structure Similarity, индекс структурного сходства

- | | |
|-------------|---|
| 28) CW-SSIM | англ. Complex Wavelet Structural Similarity, комплексное вейвлет-преобразование индекса структурного сходства |
| 29) EoG | англ. Energy of Gradient, показатель энергии градиента |

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1 Amount of Data Created Daily (2024) [Electronic resource] // Exploding Topics. — [2023]. — Mode of access: <https://explodingtopics.com/blog/data-generated-per-day> (accessed date: 17.06.2024).
- 2 State of IoT 2023: Number of connected IoT devices growing 16% to 16.7 billion globally [Electronic resource] // IoT Analytics. — [2023]. — Mode of access: <https://iot-analytics.com/number-connected-iot-devices/> (accessed date: 17.06.2024).
- 3 Cache-Assisted Mobile-Edge Computing Over Space–Air–Ground Integrated Networks for Extended Reality Applications [Текст] / S. Yoo, S. Jeong, J. Kim, J. Kang // IEEE Internet of Things Journal. — 2024. — Т. 11, № 10. — С. 18306–18319.
- 4 Efficiency metrics for wireless communications [Текст] / Liqiang Zhao, Guogang Zhao, T. O’Farrell // 2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC). — London: IEEE, 2013. — С. 2825–2829.
- 5 Energy efficiency metrics for green wireless communications [Текст] / T. Chen, H. Kim, Y. Yang // 2010 International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP)2010. — С. 1–6.
- 6 Основы радиотехники [Текст] / В. Котельников, А. Николаев // М.: Гостехиздат. — 1950.
- 7 Green Communication for Next-Generation Wireless Systems: Optimization Strategies, Challenges, Solutions, and Future Aspects [Text] / R.S. Rathore, S. Sangwan, O. Kaiwartya, G. Aggarwal // Wireless Communications and Mobile Computing. — 2021. — Vol. 2021, № 1. — P. 5528584.
- 8 Energy-efficiency schemes for base stations in 5G heterogeneous networks: a systematic literature review [Text] / P. Kaur, R. Garg, V. Kukreja // Telecommunication Systems. — 2023. — Vol. 84, № 1. — P. 115–151.
- 9 Energy Management in Mobile Networks Towards 5G [Text] / D. Sabella, D. Rapone, M. Fodrini, C. Cavdar, M. Olsson, P. Frenger, S. Tombaz // Energy

Management in Wireless Cellular and Ad-hoc Networks. — Cham: Springer International Publishing, 2016. — P. 397–427.

10 Energy-Efficient Protocol for Cooperative Networks [Текст] / M. Elhawary, Z.J. Haas // IEEE/ACM Transactions on Networking. — 2011. — T. 19, № 2. — C. 561–574.

11 Широкополосные беспроводные сети передачи информации [Текст] / B. Вишневский, А. Ляхов, С. Портной, И. Шахнович // М.: техносфера. — 2005. — Т. 592. — С. 2.

12 Adaptive DRX Scheme to Improve Energy Efficiency in LTE Networks With Bounded Delay [Текст] / S. Herrería-Alonso, M. Rodríguez-Pérez, M. Fernández-Veiga, C. López-García // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. — 2015. — T. 33, № 12. — C. 2963–2973.

13 Dynamic Channel Access to Improve Energy Efficiency in Cognitive Radio Sensor Networks [Текст] / J. Ren, Y. Zhang, N. Zhang, D. Zhang, X. Shen // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2016. — T. 15, № 5. — C. 3143–3156.

14 QoS and energy-efficiency aware scheduling and resource allocation scheme in LTE-A uplink systems [Text] / C. Jong, Y.C. Kim, J.H. So, K.C. Ri // Telecommunication Systems. — 2023. — Vol. 82, № 2. — P. 175–191.

15 Energy Efficiency Optimization and Resource Allocation of Cross-Layer Broadband Wireless Communication System [Текст] / Z. Dong, J. Wei, X. Chen, P. Zheng // IEEE Access. — 2020. — T. 8. — C. 50740–50754.

16 Energy-Efficient Resource Allocation in OFDMA Networks [Текст] / C. Xiong, G.Y. Li, S. Zhang, Y. Chen, S. Xu // IEEE Transactions on Communications. — 2012. — T. 60, № 12. — C. 3767–3778.

17 Energy-efficient image compression algorithm for high-frame rate multi-view wireless capsule endoscopy [Text] / P. Turcza, M. Duplaga // Journal of Real-Time Image Processing. — 2019. — Vol. 16, № 5. — P. 1425–1437.

18 Energy Efficient Communication with Interdependent Source-Channel Coding: An Enhanced Methodology [Текст] / N.C. Resmi, S. Chouhan // 2018 IEEE SENSORS2018. — C. 1–4.

- 19 Precoding for High-Throughput Satellite Communication Systems: A Survey [Текст] / M. Khammassi, A. Kammoun, M.-S. Alouini // IEEE Communications Surveys & Tutorials. — 2024. — Т. 26, № 1. — С. 80–118.
- 20 Minimization of Energy Consumption for OOK Transmitter Through Minimum Energy Coding [Text] / Y. Peng, G. Andrieux, J.-F. Diouris // Wireless Personal Communications. — 2022. — Vol. 122, № 3. — P. 2219–2233.
- 21 Energy-Efficient Raptor-like LDPC Coding Scheme Design and Implementation for IoT Communication Systems [Text] / J. Hyla, W. Sułek // Energies. — 2023. — Vol. 16, № 12. — P. 4697.
- 22 Теория информации и надежная связь [Текст] / Р. Галлагер — 1974.
- 23 Lossless Image Compression Techniques: A State-of-the-Art Survey [Text] / M.A. Rahman, M. Hamada // Symmetry. — 2019. — Vol. 11, № 10. — P. 1274.
- 24 Image compression algorithms in wireless multimedia sensor networks: A survey [Text] // Ain Shams Engineering Journal. — 2015. — Vol. 6, № 2. — P. 481–490.
- 25 Multimedia Internet of Things: A Comprehensive Survey [Текст] / A. Nauman, Y.A. Qadri, M. Amjad, Y.B. Zikria, M.K. Afzal, S.W. Kim // IEEE Access. — 2020. — Т. 8. — С. 8202–8250.
- 26 Optimized Visual Internet of Things for Video Streaming Enhancement in 5G Sensor Network Devices [Text] / A.K. Budati, S. Islam, M.K. Hasan, N. Safie, N. Bahar, T.M. Ghazal // Sensors. — 2023. — Vol. 23, № 11. — P. 5072.
- 27 Framework for near real-time forest inventory using multi source remote sensing data [Text] / N.C. Coops, P. Tompalski, T.R.H. Goodbody, A. Achim, C. Mulverhill // Forestry: An International Journal of Forest Research. — 2023. — Vol. 96, № 1. — P. 1–19.
- 28 From Satellite to UAV-Based Remote Sensing: A Review on Precision Agriculture [Текст] / S.K. Phang, T.H.A. Chiang, A. Happonen, M.M.L. Chang // IEEE Access. — 2023. — Т. 11. — С. 127057–127076.
- 29 A Review on Unmanned Aerial Vehicle Remote Sensing: Platforms, Sensors, Data Processing Methods, and Applications [Text] / Z. Zhang, L. Zhu // Drones. — 2023. — Vol. 7, № 6. — P. 398.

- 30 From ASICs to SOCs: A Practical Approach [Текст] / F. Nekoogar, F. Nekoogar2003.
- 31 A Mathematical Theory of Communication [Text] / C.E. Shannon // Bell System Technical Journal. — 1948. — Vol. 27, № 3. — P. 379–423.
- 32 Digital communications [Text]: McGraw-Hill series in electrical and computer engineering / J.G. Proakis. — Boston: McGraw-Hill, 2007. — 1002 p.
- 33 Improving the Reliability of Long-Range Communication against Interference for Non-Line-of-Sight Conditions in Industrial Internet of Things Applications [Text] / B. Abdallah, S. Khriji, R. Chéour, C. Lahoud, K. Moessner, O. Kanoun // Applied Sciences. — 2024. — Vol. 14, № 2. — P. 868.
- 34 Digital Communications: Fundamentals and Applications [Text] / B. SklarPrentice-Hall PTR, 2001. — 1112 p.
- 35 Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Назаров М.В., Финк Л.М. Теория передачи сигналов. М.:Связь, 1980 [Text] / Г.А. Л2011.
- 36 A survey on data compression techniques: From the perspective of data quality, coding schemes, data type and applications [Text] / U. Jayasankar, V. Thirumal, D. Ponnurangam // Journal of King Saud University - Computer and Information Sciences. — 2021. — Vol. 33, № 2. — P. 119–140.
- 37 Foundations of Distributed Source Coding [Text] // Distributed Source CodingAcademic Press, 2009. — P. 3–31.
- 38 Новый подход к задачам линейной фильтрации и прогнозирования [Текст] / Р. Калман // ## серия D. — 1960. — Т. 82. — С. 35.
- 39 Delayed encoding: Stabilizer for adaptive coders [Текст] / C. Cutler // IEEE Transactions on Communication Technology. — 1971. — Т. 19, № 6. — С. 898–907.
- 40 Review of methods for coding of speech signals [Текст] / D. O'Shaughnessy // EURASIP Journal on Audio, Speech, and Music Processing. — 2023. — Т. 2023, № 1. — С. 8.
- 41 Digital communications : fundamentals and applications [Текст] / B. Sklar2020.

42 Основы кодирования: Учебник для вузов./Сер [Текст] / М. Вернер — 2004.

43 Повышение эффективности энергодефицитных многоканальных систем передачи информации на основе координированного преобразования сигналов [Текст] / П.Е. Филатов // Информационные технологии. Радиоэлектроника. Телекоммуникации. — 2016. — № 6–2. — С. 304–310.

44 Разработка группового кодека с дифференциальной импульсно-кодовой модуляцией сигналов на основе разностной схемы остатков предсказания [Текст] / И.В. Кузнецов, А.Х. Султанов, П.Е. Филатов, Е.А. Смирнова // Радиотехника. — 2017. — № 2. — С. 23–30.

45 Разработка группового кодека с дифференциальной импульсно-кодовой модуляцией сигналов на основе разностной схемы остатков предсказания [Текст] / И.В. Кузнецов, П.Е. Филатов, А.Н. Гимаев // Радиотехника. — 2015. — № 2. — С. 87–92.

46 Efficiency Evaluation of Group Signals Transformation for Wireless Communication in V2X Systems [Текст] / V.V. Ivanov, E.A. Lopukhova, G.S. Voronkov, I.V. Kuznetsov, E.P. Grakhova // 2022 Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBEREIT). — Yekaterinburg, Russian Federation: IEEE, 2022. — С. 167–170.

47 Spectral efficiency in the wideband regime [Text] / S. Verdu // IEEE Transactions on Information Theory. — 2002. — Vol. 48, № 6. — P. 1319–1343.

48 The use of sensor arrays for environmental monitoring: interests and limitations [Text] / W. Bourgeois, A.-C. Romain, J. Nicolas, R.M. Stuetz // Journal of Environmental Monitoring. — 2003. — Vol. 5, № 6. — P. 852.

49 A Survey on Monitoring Quality Assessment for Wireless Visual Sensor Networks [Text] / T.C. Jesus, D.G. Costa, P. Portugal, F. Vasques // Future Internet. — 2022. — Vol. 14, № 7. — P. 213.

50 Use of Everyday Mobile Video Cameras in IoT Applications [Текст] / N.A. Bazhenov, D.G. Korzun

- 51 A review on Smart Environment Monitoring Systems using Sensors [Текст] / K. Nandagiri, D.R. Murthy — 2021.
- 52 Autonomous Wireless Sensors [Text] / B.E. Boser // Analog Circuit Design: Sensor and Actuator Interface Electronics, Integrated High-Voltage Electronics and Power Management, Low-Power and High-Resolution ADC's. — Boston, MA: Springer US, 2004. — P. 123–134.
- 53 Framework for Sustainable Wireless Sensor Network Based Environmental Monitoring [Text] / R. Ouni, K. Saleem // Sustainability. — 2022. — Vol. 14, № 14. — P. 8356.
- 54 Prospects of Distributed Wireless Sensor Networks for Urban Environmental Monitoring [Текст] / M. Carminati, O. Kanoun, S.L. Ullo, S. Marcuccio // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. — 2019. — T. 34, № 6. — C. 44–52.
- 55 Gaussian Process Learning for Distributed Sensor Networks under False Data Injection Attacks [Текст] / X. Liu, E. Ngai // 2019 IEEE Conference on Dependable and Secure Computing (DSC). — Hangzhou, China: IEEE, 2019. — C. 1–6.
- 56 Advancement of Environmental Monitoring System Using IoT and Sensor: A Comprehensive Analysis [Текст] / S. Ranjan Laha, B.K. Pattanayak, S. Pattnaik // AIMS Environmental Science. — 2022. — T. 9, № 6. — C. 771–800.
- 57 Случайные процессы. Примеры и задачи. Оценка сигналов, их параметров и спектров. Основы теории информации. Учебное пособие [Текст] / В. Тихонов, Б. Шахтарин, В. Сизых — 2012.
- 58 Wireless Distributed Environmental Sensor Networks for Air Pollution Measurement—The Promise and the Current Reality [Текст] / D.M. Broday // Sensors (Basel, Switzerland). — 2017. — T. 17, № 10. — C. 2263.
- 59 Energy Based Traffic Density Estimation Using Embedded Audio Processing Unit [Текст] / G. Nagy, R. Rodigast, D. Hollosi // Journal of The Audio Engineering Society. — 2014.
- 60 Design of Energy Harvesting based Hardware for IoT Applications [Текст] / S. Badri, M. Saini, N. Goel — 2023.

- 61 A Brief Overview of Energy Efficiency Resources in Emerging Wireless Communication Systems [Text] / A.E. Ibhaze, A.L. Imoize, O. Okoyeigbo // Telecom. — 2022. — Vol. 3, № 2. — P. 281–300.
- 62 Energy Efficient Wireless Communication System [Text] / P. Supriya, Y. Mohana Roopa, A. Sudheera // Sustainable Communication Networks and Application. — Cham: Springer International Publishing, 2020. — P. 661–668.
- 63 An architecture for distributed wavelet analysis and processing in sensor networks [Text] / R.S. Wagner, R.G. Baraniuk, S. Du, D.B. Johnson, A. Cohen // Proceedings of the fifth international conference on Information processing in sensor networks - IPSN '06. — Nashville, Tennessee, USA: ACM Press, 2006. — P. 243.
- 64 Global dynamics and control of malicious signal transmission in wireless sensor networks [Text] // Nonlinear Analysis: Hybrid Systems. — 2023. — Vol. 48. — P. 101324.
- 65 Cyclostationarity: Half a century of research [Text] / W.A. Gardner, A. Napolitano, L. Paura // Signal Processing. — 2006. — Vol. 86, № 4. — P. 639–697.
- 66 Цифровая обработка сигналов: Справочник [Текст] / Л.М. Гольденберг, Б.Д. Матюшкин, М.Н. Поляк, othersРадио и связь, 1985.
- 67 Nonstationary Etas Models for Nonstandard Earthquakes [Текст] / T. Kumazawa, Y. Ogata // The Annals of Applied Statistics. — 2014. — Т. 8, № 3. — C. 1825–1852.
- 68 Modeling and forecasting from trend-stationary long memory models with applications to climatology [Text] / R.T. Baillie, S.-K. Chung // International Journal of Forecasting. — 2002. — Vol. 18, № 2. — P. 215–226.
- 69 Describing the catchment-averaged precipitation as a stochastic process improves parameter and input estimation [Text] / D. Del Giudice, C. Albert, J. Rieckermann, P. Reichert // Water Resources Research. — 2016. — Vol. 52, № 4. — P. 3162–3186.
- 70 Wrist-Worn Sensor Validation for Heart Rate Variability and Electrodermal Activity Detection in a Stressful Driving Environment [Text] / S. Costantini, M.

Chiappini, G. Malerba, C. Dei, A. Falivene, S. Arlati, V. Colombo, E. Biffi, F.A. Storm // Sensors. — 2023. — Vol. 23, № 20. — P. 8423.

71 Fault detection in non-Gaussian vibration systems using dynamic statistical-based approaches [Text] / Z. Ge, U. Kruger, L. Lamont, L. Xie, Z. Song // Mechanical Systems and Signal Processing. — 2010. — Vol. 24, № 8. — P. 2972–2984.

72 Wireless sensor networks with randomized parameters [Текст] / M. Karpmski, P. Raif, S. Rajba, T. Rajba, V. Martsenyuk // 2016 16th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS). — Gyeongju, South Korea: IEEE, 2016. — С. 1470–1475.

73 Reducing Aging Impacts in Digital Sensors via Run-Time Calibration [Text] / M.T.H. Anik, M. Ebrahimabadi, J.-L. Danger, S. Guilley, N. Karimi // Journal of Electronic Testing. — 2021. — Vol. 37, № 5–6. — P. 653–673.

74 Оптимизация Систем Управления Сложными Мехатронными Объектами В Условиях Структурно-Параметрической Неопределенности [Text] / А.Г. Лютов // Интеллектуальные Системы В Производстве. — 2006. — № 2 (8). — P. 15–25.

75 Robust IRS-Element Activation for Energy Efficiency Optimization in IRS-Assisted Communication Systems With Imperfect CSI [Текст] / C.N. Efrem, I. Krikidis // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2024. — С. 1–1.

76 Global Optimization of Energy Efficiency in IRS-Aided Communication Systems via Robust IRS-Element Activation [Текст] / C.N. Efrem, I. Krikidis // ICC 2023 - IEEE International Conference on Communications. — Rome, Italy: IEEE, 2023. — С. 2062–2068.

77 Проблема управления сложными динамическими системами в условиях неопределенности [Текст] / С.Т. Кусимов, Б.Г. Ильясов, В.И. Васильев, Ю.С. Кабальнов, В.Г. Крымский, В.В. Миронов, Н.И. Юсупова, Р.А. Мунасыпов, Л.Б. Уразбахтина, С.С. ВалеевМ. : Наука, 1998. — 452 с.

78 Робастная устойчивость и управление [Текст] / Б.Т. Поляк, П.С. ЩербаковМ. : Наука, 2002. — 303 с.

79 Синтез систем управления в условиях интервальной параметрической неопределенности [Текст] / Ю. Кабальнов, А. Лютов, Ф.Г. Насибуллин // Известия высших учебных заведений. Авиационная техника. — 2000. — № 1. — С. 7–9.

80 Stereophonic CELP coding using cross channel prediction [Текст] / S.A. Ramprashad // 2000 IEEE Workshop on Speech Coding. Proceedings. Meeting the Challenges of the New Millennium (Cat. No.00EX421). — 2000. — С. 136–138.

81 Повышение эффективности энергодефицитных многоканальных систем передачи на основе методов координированного предсказания сигналов : специальность 05.12.13 «Системы, сети и устройства телекоммуникаций» : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук [Текст] : / Филатов П.Е. — Уфимский государственный авиационный технический университет, 2016.

82 Research and development of clustered DPCM signals for multichannel power-short data transmitting systems (In Russian) [Текст] / Kuznetsov I.V, Filatov P.E, Gimaev A.N — 2015. — № № 2. — С. 87–92.

83 Разработка группового кодека с дифференциальной импульсно-кодовой модуляцией сигналов на основе разностной схемы остатков предсказания [Текст] / И. Кузнецов, А. Султанов, П. Филатов, Е. Смирнова // Радиотехника. — 2017. — № 2. — С. 23–30.

84 Оценка эффективности применения преобразования групповых сигналов в сенсорных сетях [Text] / В.В. Иванов, Г.С. Воронков, Е.А. Лопухова, И.В. Кузнецов // Инфокоммуникационные Технологии. — 2022. — Vol. 20, № 1. — Р. 58–64.

85 Патент на полезную модель № 228603 У1 Российская Федерация, МПК G10L 19/04. Устройство для координированной групповой обработки сигналов в многоканальных системах дифференциальной импульсно-кодовой модуляции : № 2024111790 : заявл. 27.04.2024 : опубл. 05.09.2024 / В. В. Иванов, Г. С. Воронков, Е. А. Лопухова, И. В. Кузнецов ; заявитель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Уфимский университет науки и технологий». – EDN UFGKB. [Текст]

86 Патент на полезную модель № 228230 У1 Российская Федерация, МПК G10L 19/04, G06N 3/02. Устройство для дифференциальной импульсно-кодовой модуляции с использованием нейронной сети : № 2024111781 : заявл. 27.04.2024 : опубл. 20.08.2024 / В. В. Иванов, Г. С. Воронков, Е. А. Лопухова, И. В. Кузнецов ; заявитель Федеральное государственное бюджетное образовательно учреждение высшего образования «Уфимский университет науки и технологий». – EDN RDJAPK. [Текст]

87 Повышение эффективности многоканальных систем связи за счёт координирования канальных сигналов [Текст] / Воронков Г.С., Филатов П.Е., Султанов А.Х., Кутлуюров Р.В., Виноградова И.Л., Кузнецов И.В. // Сборник трудов ИТНТ-2019: Т. 3. — САМАРА: Новая техника, 2019. — С. 193–198.

88 Системы многосвязного регулирования [Текст] / М.В. Мееров // Изд.«Наука. — 1965.

89 Алгоритм синтеза нестационарного координированного многоканального кодека на основе построения интервальных однотипных многосвязных систем [Text] / В.В. Иванов, Г.С. Воронков, И.В. Кузнецов // Информационно-Управляющие Системы. — 2023. — № 5 (126). — Р. 22–32.

90 Исследование устойчивости однотипных многосвязных систем автоматического управления с голономными связями между подсистемами [Текст] / Б.Г. Ильясов, Ю.С. Кабальнов // Автоматика и телемеханика. — 1995. — № 8. — С. 82–90.

91 Координированное управление динамическими объектами в сложных технических системах/Кузнецов ИВ, Султанов АХ [Текст] / И. Кузнецов // Уфа: УГАТУ. — 2012.

92 Теория систем автоматического регулирования [Текст] / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов — 1975.

93 Использование Нелинейного Ограничителя Сигналов В Координированном Дикм-Преобразователе [Text] / В.В. Иванов, И.В. КузнецовКазанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ, 2023. — Р. 164–165.

- 94 Применение Метода Коэффициентов Ошибок В Линейных Координированных Дикм Преобразователях [Text] / В.В. Иванов, Е.А. Лопухова, И.В. Кузнецов Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ, 2023. — Р. 166–168.
- 95 Проектирование оптимальных линейных систем [Текст] / Я.М. Цейтлин. Машиностроение, 1973. — 240 с.
- 96 Нейросетевое распознавание двумерных изображений [Текст] / Ю. Сосулин, Ч.З. Фам // Радиотехника и электроника. — 2003. — Т. 48, № 8. — С. 969–978.
- 97 Макет координированного группового кодека для сенсорных систем с использованием микроконтроллера esp32 [Текст] / И. Абдреев, В. Иванов, Е. Лопухова, И. Кузнецов // Проблемы техники и технологии телекоммуникаций. Оптические технологии в телекоммуникациях 2023. — С. 241–242.
- 98 Макет Энергоэффективной Сенсорной Системы С Использованием Группового Преобразования Сигналов Для Сети Интернета Вещей В Горнодобывающей Промышленности [Text] / В.В. Иванов Санкт-Петербургский горный университет, 2023. — Р. 30–33.
- 99 DOA Estimation of Quasi-Stationary Signals With Less Sensors Than Sources and Unknown Spatial Noise Covariance: A Khatri–Rao Subspace Approach [Текст] / W.-K. Ma, T.-H. Hsieh, C.-Y. Chi // IEEE Transactions on Signal Processing. — 2010. — Т. 58, № 4. — С. 2168–2180.
- 100 Application of higher order statistics/spectra in biomedical signals—A review [Text] / K.C. Chua, V. Chandran, U.R. Acharya, C.M. Lim // Medical Engineering & Physics. — 2010. — Vol. 32, № 7. — P. 679–689.
- 101 A Review of Higher Order Statistics and Spectra in Communication Systems [Text] / M. Sanaullah // Global Journal of Science Frontier Research. — 2013. — P. 31–50.
- 102 Blind estimation of statistical properties of non-stationary random variables [Текст] / A. Mansour, R. Mesleh, el-H.M. Aggoune // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. — 2014. — Т. 2014, № 1. — С. 21.

- 103 Time-Frequency Methods for Non-stationary Statistical Signal Processing [Text] / F. Hlawatsch, G. Matz // Time-Frequency Analysis Wiley, 2008. — P. 279–320.
- 104 ESP32 URL: https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_datasheet_en.pdf [Электронный ресурс]
- 105 Using the ESP32 Microcontroller for Data Processing [Текст] / M. Babiuch, P. Foltynek, P. Smutny // 2019 20th International Carpathian Control Conference (ICCC). — Krakow-Wieliczka, Poland: IEEE, 2019. — C. 1–6.
- 106 Coordinated group codec for systems with highly correlated signals on the ESP32 microcontroller [Текст] / V.V. Ivanov, I.O. Abdreev, E.A. Lopukhova, G.S. Voronkov, E.P. Grakhova, I.V. Kuznetsov // 2023 IEEE ural-siberian conference on biomedical engineering, radioelectronics and information technology (USBEREIT)IEEE, 2023. — C. 174–177.
- 107 Understand SINAD, ENOB, SNR, THD, THD+N, and SFDR so you don't get lost in the noise floor [Текст] / W. Kester // MT-003 tutorial. — 2009. — C. 01–08.
- 108 Understand SINAD, ENOB, SNR, THD, THD+N, and SFDR so You Don't Get Lost in the Noise Floor [Текст] / A. Devices // Analog Devices website. — 2009.
- 109 Evaluation of group signal transformation efficiency for earth remote sensing systems [Текст] / V.V. Ivanov, I.O. Abdreev, E.A. Lopukhova, I.V. Stepanov, E.P. Grakhova, I.V. Kuznetsov // 2023 IX international conference on information technology and nanotechnology (ITNT)IEEE, 2023. — C. 1–5.
- 110 Оценка BER для систем группового преобразования сигналов [Text] / B.B. Иванов, И.О. Абдреев, Е.А. Лопухова, И.В. Степанов, Е.П. Грахова, И.В. Кузнецов Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева, 2023. — Р. 23212.
- 111 Energy Management in Mobile Networks Towards 5G [Текст] / D. Sabella, D. Rapone, M. Fodrini, C. Cavdar, M. Olsson, P. Frenger, S. Tombaz // Energy Management in Wireless Cellular and Ad-hoc Networks: T. 50: Studies in Systems, Decision and Control. — Cham: Springer International Publishing, 2016. — C. 397–427.

- 112 Lossless Data Compression for Time-Series Sensor Data Based on Dynamic Bit Packing [Text] / S.-H. Hwang, K.-M. Kim, S. Kim, J.W. Kwak // Sensors. — 2023. — Vol. 23, № 20. — P. 8575.
- 113 Communications in the 6G era [Текст] / H. Viswanathan, P.E. Mogensen // IEEE access : practical innovations, open solutions. — 2020. — T. 8. — C. 57063–57074.
- 114 Energy Efficiency in Internet of Things: An Overview [Текст] / S.S. Sebastian // International Journal of Recent Trends in Engineering & Research (IJRTER). — 2016. — T. 02. — C. 475–482.
- 115 A Novel Energy-Efficient Coding Based on Coordinated Group Signal Transformation for Image Compression in Energy-Starved Systems [Text] / E.A. Лопухова, Г.С. Воронков, I. Kuznetsov, B.B. Иванов, Р.В. Кутлуюров, Е.В. Грахова // Applied Sciences (switzerland). — 2024. — Vol. 14, № 10. — P. 4176.
- 116 Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023660220 Российская Федерация. Программа для сжатия изображений методом группового преобразования сигналов : № 2023619543 : заявл. 11.05.2023 : опубл. 18.05.2023 / В. В. Иванов. – EDN NJWWNI. [Текст]
- 117 URLLC for 5G and Beyond: Requirements, Enabling Incumbent Technologies and Network Intelligence [Текст] / R. Ali, Y.B. Zikria, A.K. Bashir, S. Garg, H.S. Kim // IEEE Access. — 2021. — T. 9. — C. 67064–67095.
- 118 Сжатие данных, изображений и звука [Текст] / Д. Сэломон — 2004.
- 119 Image Fusion Through Deep Convolutional Neural Network [Text] / G. Sreeja, O. Saraniya // Deep Learning and Parallel Computing Environment for Bioengineering SystemsElsevier, 2019. — P. 37–52.
- 120 Applying neural networks in coordinated group signal transformation to improve image quality [Текст] / E.A. Lopukhova, G.S. Voronkov, I.V. Kuznetsov, V.V. Ivanov, R.V. Kutluyarov, A.Kh. Sultanov, E.P. Grakhova // Computer Optics. — 2024. — T. 48, № 6. — C. 924–931.
- 121 Image Quality Assessment [Text] / K. Seshadrinathan, T.N. Pappas, R.J. Safranek, J. Chen, Z. Wang, H.R. Sheikh, A.C. Bovik // The Essential Guide to Image ProcessingElsevier, 2009. — P. 553–595.

- 122 Сжатие Изображений Методом Группового Преобразования Сигналов [Text] / B.B. Иванов Поволжский государственный университет сервиса, 2023. — Р. 62–68.
- 123 Modification of SSIM Metrics [Текст] / A. Osokin, D. Sidorov // Information Technologies and Mathematical Modelling: T. 487: Communications in Computer and Information Science. — Cham: Springer International Publishing, 2014. — C. 351–355.
- 124 Multi-Focus Image Fusion based on Gradient Transform [Текст] / S.S. Turgut, M. Oral — 2022.
- 125 Survey of image segmentation methods based on clustering [Текст] / G. Cheng, L. Liu // 2020 IEEE International Conference on Information Technology, Big Data and Artificial Intelligence (ICIBA). — Chongqing, China: IEEE, 2020. — C. 1111–1115.

Приложение А. Акты о внедрении научных результатов



АКТ о внедрении результатов диссертационной работы

Иванова Владислава Викторовича
на тему: «Координированная дифференциальная обработка сигналов для
эффективного кодирования сообщений многоканальных систем связи с
однотипными каналами»

Мы, нижеподписавшиеся, главный конструктор Хомский А.Н. и начальник сектора перспективных разработок спецэлектроники Милушкин С.М. составили настоящий акт о том, что следующие результаты диссертационной работы:

- Алгоритм построения приемной части координированного дифференциального преобразователя на основе многомерной оптимизации с использованием метода градиентного спуска;
- Варианты построения систем координированных дифференциальных преобразователей для передачи мультимедийных данных предполагаются к использованию в новых работах АО «БПО «Прогресс» по разработке аппаратуры и систем связи

Главный конструктор

Хомский А.Н. Хомский

Начальник сектора

Милушкин С.М. Милушкин

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по развитию
образования ФГБОУ ВО
«Уфимский университет науки и
техники»

«13 » 06 2024 г.



Рахманова Ю.В.

АКТ
о внедрении результатов диссертационной работы

Иванова Владислава Викторовича
на тему: «Координированная дифференциальная обработка сигналов для
эффективного кодирования сообщений многоканальных систем связи с
однотипными каналами»

Мы, нижеподписавшиеся, директор Института электротехнического инжиниринга, Уразбахтина Ю.О., и.о заведующего кафедрой телекоммуникационных систем Кутлуюров Р.В., составили настоящий акт о том, что следующие результаты диссертационной работы внедрены в учебный процесс на кафедре ТС.

1. Алгоритмы синтеза и анализа многоканального координированного дифференциального преобразователя на основе совмещения интервального подхода с модифицированным методом анализа устойчивости однотипных систем.
2. Методика построения беспоискового самонастраивающегося приемника системы координированных дифференциальных преобразователей.

Результаты диссертационной работы используются при проведении практических и лабораторных занятий по дисциплине «Цифровая обработка сигналов» по специальности 11.05.04 – Инфокоммуникационные технологии и системы специальной связи, по дисциплине «Основы теории автоматического управления» по направлению 11.03.02 – Инфокоммуникационные технологии и системы связи.

Директор Института
электротехнического инжиниринга

Уразбахтина Ю.О.

И.о заведующего
кафедрой ТС

Кутлуюров Р.В.

Приложение Б. Патенты на полезную модель

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

на полезную модель

№ 228230

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ИМПУЛЬСНО-КОДОВОЙ МОДУЛЯЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательно учреждение высшего образования "Уфимский университет науки и технологий" (RU)*

Авторы: *Иванов Владислав Викторович (RU), Воронков Григорий Сергеевич (RU), Лопухова Екатерина Александровна (RU), Кузнецов Игорь Васильевич (RU)*

Заявка № 2024111781

Приоритет полезной модели 27 апреля 2024 г.

Дата государственной регистрации

в Государственном реестре полезных

моделей Российской Федерации 20 августа 2024 г.

Срок действия исключительного права

на полезную модель истекает 27 апреля 2034 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 0692e7c1a6300654f240f670bca2026

Владелец Зубов Юрий Сергеевич

Действителен с 10.07.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 228603

УСТРОЙСТВО ДЛЯ КООРДИНИРОВАННОЙ ГРУППОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ИМПУЛЬСНО-КОДОВОЙ МОДУЛЯЦИИ

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Уфимский университет науки и технологий" (RU)*

Авторы: *Иванов Владислав Викторович (RU), Воронков Григорий Сергеевич (RU), Лопухова Екатерина Александровна (RU), Кузнецов Игорь Васильевич (RU)*

Заявка № 2024111790

Приоритет полезной модели **27 апреля 2024 г.**

Дата государственной регистрации

в Государственном реестре полезных

моделей Российской Федерации **05 сентября 2024 г.**

Срок действия исключительного права

на полезную модель истекает **27 апреля 2034 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДСИГНОУЮЩЕЙ

Сертификат 0692e7cfa6300bf54f240f670bc02026

Владелец Зубов Юрий Сергеевич

Действителен с 10.07.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов



**Приложение В. Свидетельство о государственной регистрации
программы для ЭВМ**

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023660220

**«Программа для сжатия изображений методом
группового преобразования сигналов»**

Правообладатель: **Иванов Владислав Викторович (RU)**

Автор(ы): **Иванов Владислав Викторович (RU)**

Заявка № 2023619543

Дата поступления **11 мая 2023 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **18 мая 2023 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

документ подписан электронной подписью
Сертификат 68b8007e14e40f0a94edbd24145d5c7
Владелец: Зубов Юрий Сергеевич
Действителен с 2.03.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов



Приложение Г. Код для координированной обработки данных

```

import numpy as np
import os
import cv2
import ffmpeg
import time
from numpy.linalg import norm
import skvideo.io
import skvideo.measure
from sklearn.cluster import MiniBatchKMeans, MeanShift, estimate_bandwidth

1 usage
def interp0_tensor(x, xp, yp):
    if x <= xp[0]:
        return yp[0]
    if x >= xp[-1]:
        return yp[-1]
    k = np.searchsorted(xp, x, side='right') - 1
    return yp[k]

2 usages
def create_video(output_file, fps, width, height):
    return (
        ffmpeg
        .input('pipe:', format='rawvideo', pix_fmt='bgr24', s='{}x{}'.format(*args: width, height), r=fps)
        .output(output_file, vcodec='libx264', crf=0, preset='fast', r=fps)
        .overwrite_output()
        .run_async(pipe_stdin=True)
    )

1 usage
def save_original_video(input_file, output_file, fps):
    return (
        ffmpeg
        .input(input_file)
        .output(output_file, vcodec='libx264', crf=0, preset='fast', r=fps)
        .overwrite_output()
        .run_async()
    )

2 usages
class Codec(object):
    def __init__(self, video_path, K, sin):
        super(Codec, self).__init__()
        self.video_path = video_path
        self.experiment_path = video_path
        self.K = K
        self.sin = sin

```

```

def trac_syst_CCA(self, image):
    r, g, b = image.T
    MK = np.zeros((self.num_channels, self.num_channels))
    for i, color1 in enumerate([r, g, b]):
        for j, color2 in enumerate([r, g, b]):
            if i != j:
                MK[i, j] = np.einsum( subscripts: 'i,i', *operands: color1, color2 ) / (norm(color1) * norm(color2))
    np.nan_to_num(MK, nan=1, posinf=0, neginf=0, copy=False)
    return MK

3 usages
def normalize_data(self, data):
    data = data.astype('float32')
    min_val = data.min()
    range_val = data.ptp()
    return (data - min_val) / range_val

1 usage
def evaluation_video_restoration(self, orig_path, recov_path):

    reference = skvideo.io.vread(recov_path)
    distorted = skvideo.io.vread(orig_path)[:reference.shape[0], :, :, :]

    ref_r, ref_g, ref_b = reference[:, :, 0], reference[:, :, 1], reference[:, :, 2]
    dist_r, dist_g, dist_b = distorted[:, :, 0], distorted[:, :, 1], distorted[:, :, 2]

    psnr_r = skvideo.measure.psnr(dist_r, ref_r)
    ssim_r = skvideo.measure.ssim(dist_r, ref_r) #.ssim(dist_r, ref_r)
    print(f"Red channel: PSNR={psnr_r.mean():.2f} dB, SSIM={ssim_r.mean():.4f}")
    # Green channel
    psnr_g = skvideo.measure.psnr(dist_g, ref_g)
    ssim_g = skvideo.measure.ssim(dist_g, ref_g)
    print(f"Green channel: PSNR={psnr_g.mean():.2f} dB, SSIM={ssim_g.mean():.4f}")
    # Blue channel
    psnr_b = skvideo.measure.psnr(dist_b, ref_b)
    ssim_b = skvideo.measure.ssim(dist_b, ref_b)
    print(f"Blue channel: PSNR={psnr_b.mean():.2f} dB, SSIM={ssim_b.mean():.4f}")

1 usage
def calculation_block_C_pered(self, orig, K_p, MK, frame_number):

    if frame_number <= 1: # Здесь мы можем выставить значение жертваемых для повышения коэф. сжатия кадров
        if frame_number == 0:
            self.minibatch_kmeans = MiniBatchKMeans(n_clusters=40, random_state=42, batch_size=2048, max_iter=200,
                                                     n_init=10)
            W_signal_pered = self.normalize_data(orig)
            self.delay_packet_pered = self.normalize_data(orig).copy()
        else:
            W_signal_pered = interp0_tensor(float(frame_number), xp: [float(frame_number - 1)],
                                             yp: [self.delay_packet_pered])
    W_s_matrices = np.array([np.diag(W_signal_pered[i, :]) for i in range(orig.shape[0])])
    X_matrices = np.eye(self.num_channels) + np.einsum( subscripts: 'ijk,kl->ijl', *operands: W_s_matrices, K_p + MK )

```